

基于广义 S 变换和随机子空间的局放窄带干扰抑制方法

宋立业, 蒲霄祥, 李希桐

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要:为了解决传统方法难以有效抑制局部放电中周期性窄带干扰的问题,本文提出了一种基于广义 S 变换和随机子空间的局部放电窄带干扰抑制方法。该方法首先利用广义 S 变换将染噪局放信号从时域变换到时频域中,接着利用局放信号和窄带干扰不同的时频特征确定窄带干扰数目和无局放时间片段,最后利用随机子空间算法估计窄带干扰参数,实现染噪局放信号的窄带干扰抑制。仿真和实际测试结果表明:相比于传统的广义 S 变换模矩阵方法和频率切片小波变换方法,本文所提方法对窄带干扰抑制效果更好,能更好地恢复原始局放波形。

关键词:局部放电;窄带干扰;广义 S 变换;随机子空间

DOI: 10.12067/ATEEE2102009 **文章编号:** 1003-3076(2021)11-0029-08 **中图分类号:** TM831

1 引言

局部放电(Partial Discharge, PD)监测是有效诊断电力电缆绝缘状态的手段之一,一般情况下 PD 的信号能量较弱,会被现场的电磁干扰所掩盖,阻碍了 PD 信号的提取识别^[1,2]。PD 信号面临的电磁干扰主要分为随机脉冲干扰、周期性窄带干扰和白噪声三大类,其中周期性窄带干扰拥有噪声能量强和持续时间长的特点,会严重污染 PD 信号,因此研究 PD 信号中窄带干扰抑制方法具有重大的意义^[3]。

目前,国内外学者针对 PD 信号的窄带干扰抑制方法开展了大量研究。文献[4]提出利用快速傅里叶变换配合频域中阈值抑制窄带干扰,该方法操作简单、计算速度快,但是容易受到频谱泄露的影响造成严重的边缘效应。文献[5,6]提出利用小波分解方法开展 PD 信号去噪,该方法可以有效分析 PD 信号的时频特征,进而取得较好的去噪效果,但是该方法需要人为设定小波基、分解层数和各层阈值,去噪效果受人为因素影响较大。文献[7]提出利用经验模态分解方法对 PD 信号进行自适应分解去噪,该方法不需要选择基函数,能更好地适应多种 PD 信号,但是该方法存在端点效应和模态混叠的问题。文献[8,9]提出利用奇异值分解实现窄带干扰和

PD 信号的分离,该方法仅需要确定奇异值阈值便可以重构出纯净的 PD 信号,但是该方法难以准确给出奇异值阈值,同时该方法在窄带干扰幅值较低以及干扰和 PD 信号的频率出现混叠时去噪效果较差。

广义 S 变换具有良好的时频分辨能力,能有效地分离出时频特征不同的 PD 信号和窄带干扰,因此被逐渐用于 PD 信号的窄带干扰抑制中。文献[10]提出利用广义 S 变换模时频矩阵的能量分布重构窄带干扰进行去噪,该方法可以有效在时频域中分离出 PD 信号和窄带干扰,但是没有考虑窄带干扰相位的影响。文献[11]提出利用广义 S 变换配合奇异值分解算法实现窄带干扰抑制,虽然解决了奇异值分解算法中奇异值阈值的选取问题,但是仍在窄带干扰和 PD 信号的频率出现混叠时去噪效果较差。

综上所述,本文提出一种基于广义 S 变换和随机子空间的局部放电窄带干扰抑制方法。该方法首先通过广义 S 变换得到染噪 PD 信号的模时频矩阵,然后根据窄带干扰和 PD 信号各自的时频特征确定窄带干扰数量和分离出不含 PD 的时间片段,接着利用随机子空间算法进行窄带干扰数据重构,最后提取出纯净的 PD 信号。分别利用本文方法、

收稿日期: 2021-02-09
基金项目: 辽宁省重点研发指导计划(2019JH8/10100050)、辽宁省教育厅科学研究资助项目(LJTL013)
作者简介: 宋立业(1972-),男,黑龙江籍,副教授,博士,研究方向为智能电网新技术;
蒲霄祥(1994-),男,四川籍,硕士研究生,研究方向为电力设备状态监督与故障诊断(通信作者)。

广义S变换模矩阵方法和频率切片小波变换方法对仿真和实测的染噪PD数据进行窄带干扰抑制,对比结果显示,相比于传统方法,本文方法能更好地抑制局部放电信号中的窄带干扰。

2 算法原理

2.1 广义S变换

S时频变换早期由Stockwell提出,该方法集合了短时傅里叶变换和连续小波变换的优点^[10,11]。S变换中窗函数选用了参数可变的高斯函数,该函数的时宽和频率成反比,幅值与频率成正比,因此S变换可以在低频区间获得较好的频率分辨率,而在高频区间获得较好的时间分辨率,拥有优异的时频分析能力,对于提取PD信号这类非平稳信号的时频分布特征具有良好的效果。

信号 $y(t)$ 的S变换可以表示为:

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \omega(t - \tau, f) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1)$$

式中, f 为频率; $\omega(t - \tau, f)$ 为高斯窗函数; t, τ 为时间变量。

S变换中窗函数表达式为:

$$\omega(t - \tau, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2}} \quad (2)$$

从式(2)中可以看出,S变换中窗函数的幅值和时宽是随频率变化而变化的,因此S变换中时频分辨率能够跟随频率变化而变化,能改善短时傅里叶变换中不变的时频分辨率,同时不需要考虑连续小波变换中基函数的选择问题,凭借上述优点,S变换具有良好的使用前景。

为了使S变换能够适用更多的使用场景,Pinnegar设计了调节因子 λ ($\lambda > 0$)对S变换中高斯窗函数进行了改进^[10,11],得到新的窗函数为:

$$\omega(t - \tau, f) = \frac{|\lambda f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\tau)^2 \lambda^2 f^2}{2}} \quad (3)$$

使用式(3)作为窗函数的S变换被称为广义S变换,从式(3)中可以看出,广义S变换可以通过调节 λ 实现高斯窗函数和 f 的变化率调节。当 $\lambda < 1$ 时,高斯窗的时宽增加,幅值减少,广义S变换的频率分辨率增加,时间分辨率下降;当 $\lambda > 1$ 时,高斯窗的时宽减少,幅值增加,广义S变换的频率分辨率下降,时间分辨率增加,由此实现时频分辨率的有效调节。

由于实际信号通常为离散数据,因此需要对广

义S变换做离散化处理,令 $f = n/(NT)$ 和 $\tau = iT$,其中 T 为采样周期, N 为采样个数,得到离散的广义S变换为:

$$S(iT, \frac{n}{NT}, \lambda) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{N-1} Y(\frac{m+n}{NT}) e^{-2\pi^2 m^2 / (\lambda^2 n^2)} e^{j2\pi mi/N} & n \neq 0 \\ \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y(\frac{m}{NT}) & n = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中, $n, i = 0, 1, \dots, N-1$; Y 是 y 的傅里叶系数。

通过式(4)得到信号的广义S变换复数矩阵。为了能直观分析信号在时频域中的能量分布,对该复数矩阵进行求模,得到广义S变换模矩阵(Generalized S-transform Modular Matrix, GSMM)。该矩阵能直接反映信号能量的时间和频率分布特性,因此可以利用GSMM对信号的时频特征进行深度分析。

2.2 随机子空间

随机子空间算法可以有效地计算离散系统的模态参数,并且有着计算精度高、受采样条件影响小和步骤简单的优点^[12]。其中基于协方差驱动的随机子空间算法凭借着优异的计算效率被广泛使用^[13],本文将其引入用于窄带干扰参数估计。

将离散信号 y_k 以离散系统的状态方程可以表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{C} \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (5)$$

式中, \mathbf{A} 为离散系统的状态矩阵; \mathbf{C} 为离散系统的输入矩阵; \mathbf{x}_k 和 \mathbf{y}_k 分别为离散系统 k 时刻的状态量和输出量; \mathbf{w}_k 为离散系统中白噪声; \mathbf{v}_k 为测量中白噪声。对应本文中, y_k 是离散的窄带干扰信号。

将 y_k 建立三个时间矩阵分别为:

$$\mathbf{Y}_p = \frac{1}{\sqrt{b}} \begin{bmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & \cdots & y_b \\ y_2 & y_3 & y_4 & \cdots & y_{b+1} \\ y_3 & y_4 & y_5 & \cdots & y_{b+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N-b-1} & y_{N-b} & y_{N-b+1} & \cdots & y_{N-2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{Y}_n = \frac{1}{\sqrt{b}} \begin{bmatrix} y_2 & y_3 & y_4 & \cdots & y_{b+1} \\ y_3 & y_4 & y_5 & \cdots & y_{b+2} \\ y_4 & y_5 & y_6 & \cdots & y_{b+3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N-b} & y_{N-b+1} & y_{N-b+2} & \cdots & y_{N-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{Y}_{12} = \frac{1}{\sqrt{b}} \begin{bmatrix} y_3 & y_4 & y_5 & \cdots & y_{b+2} \\ y_4 & y_5 & y_6 & \cdots & y_{b+3} \\ y_5 & y_6 & y_7 & \cdots & y_{b+4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N-b+1} & y_{N-b+2} & y_{N-b+3} & \cdots & y_N \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中, \mathbf{Y}_p 为“过去”时间矩阵; \mathbf{Y}_{11} 为第一个“未来”时间矩阵; \mathbf{Y}_{12} 为第二个“未来”时间矩阵; b 为时间矩阵的列数, 该值越大, 说明离散系统输出数据量越多, 此时各参数估计越精准, 但是 y_k 的数据量是有限的, 因此本文取 $b > 10(N-b-1)$, 得到 b 为:

$$b = \text{Floor}(10(N-1)/11) \quad (9)$$

式中, Floor 是向下取整。

将三个时间矩阵 \mathbf{Y}_p 、 \mathbf{Y}_{11} 和 \mathbf{Y}_{12} 构建托普利茨矩阵 \mathbf{T}_1 和 \mathbf{T}_2 为:

$$\mathbf{T}_1 = \mathbf{Y}_{11} \mathbf{Y}_p^T \quad (10)$$

$$\mathbf{T}_2 = \mathbf{Y}_{12} \mathbf{Y}_p^T \quad (11)$$

式中, \mathbf{Y}_p^T 是 \mathbf{Y}_p 的转置矩阵。

接着将 \mathbf{T}_1 开展奇异值分解为:

$$\mathbf{T}_1 = [\mathbf{U}_1 \quad \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{S}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^T \\ \mathbf{V}_2^T \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, \mathbf{S}_1 、 \mathbf{S}_2 分别为信号和噪声主导的奇异值对角矩阵; \mathbf{U}_1 、 \mathbf{U}_2 分别为信号和噪声主导的左单位奇异矩阵; \mathbf{V}_1 、 \mathbf{V}_2 分别为信号和噪声主导的右单位奇异矩阵。

从统计理论上分析, \mathbf{w}_k 和 \mathbf{v}_k 应该是无相关性的两组噪声, 由此根据离散系统的理论可得:

$$\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \mathbf{CA}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{a-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{a-1} \mathbf{G} \\ \mathbf{A}^{a-2} \mathbf{G} \\ \mathbf{A}^{a-3} \mathbf{G} \\ \vdots \\ \mathbf{G} \end{bmatrix}^T = \mathbf{O}_a \mathbf{\Gamma}_a \quad (13)$$

式中, \mathbf{O}_a 为观测矩阵; $\mathbf{G} = \mathbf{E}(\mathbf{x}_{(k+1)} \mathbf{y}_k^T)$, \mathbf{E} 为期望; $\mathbf{\Gamma}_a$ 为控制矩阵; $a = N-b-1$ 。

将式 (12) 和式 (13) 进行联合分析可得:

$$\mathbf{O}_a = \mathbf{U}_1 \mathbf{S}_1^{1/2} \mathbf{\Gamma}_a = \mathbf{S}_1^{1/2} \mathbf{V}_1^T \quad (14)$$

再依据式 (13) 可得:

$$\mathbf{T}_2 = \mathbf{O}_a \mathbf{A} \mathbf{\Gamma}_a \quad (15)$$

进一步联合式 (14) 和式 (15) 得到 \mathbf{A} 为:

$$\mathbf{A} = \mathbf{O}_a^{-1} \mathbf{T}_2 \mathbf{\Gamma}_a^{-1} = \mathbf{S}_1^{-1/2} \mathbf{U}_1^T \mathbf{T}_2 \mathbf{V}_1 \mathbf{S}_1^{-1/2} \quad (16)$$

对 \mathbf{A} 开展特征值分解为:

$$\mathbf{A} = \boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{\Psi}^{-1} \quad (17)$$

式中, $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}(z_s)$, $s = 1, 2, \dots, p$; z_s 是 \mathbf{A} 的第 s 个特

征值; p 为式 (5) 中系统的阶数, 对应本文为窄带干扰个数的 2 倍; $\boldsymbol{\Psi}$ 为 \mathbf{A} 的特征矩阵。

利用最小二乘法求解下式即可得到参数 B_s 。

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_p \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \cdots & z_p^{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ B_p \end{bmatrix} \quad (18)$$

利用 z_s 和 B_s 得到窄带干扰的幅值 Q_s 、频率 f_s 和相位 θ_s 分别为:

$$Q_s = 2 |B_s| \quad (19)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi T} \arctan\left(\frac{\text{Im}(z_s)}{\text{Re}(z_s)}\right) \quad (20)$$

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\text{Im}(B_s)}{\text{Re}(B_s)}\right) \quad (21)$$

由于窄带干扰为实信号, 因此确定 $f_s > 0$ 的对应数据组为真实数据, 进而估计得到窄带干扰的幅值、频率和相位。

2.3 PD 窄带抑制流程

本文结合广义 S 变换和随机子空间提出 PD 窄带干扰抑制方法的具体步骤为:

(1) 将染噪 PD 信号开展广义 S 变换, 得到对应的广义 S 变换模矩阵 GSMM。

(2) 借助窄带干扰时间分布长, 频率能量集中的特点确定窄带干扰个数。

(3) 借助 PD 信号时间分布短, 频率能量分布宽的特点确定染噪 PD 信号中无 PD 的最长时间片段。

(4) 利用随机子空间算法对染噪 PD 信号中无 PD 的最长时间片段进行处理, 估计窄带干扰参数。

(5) 利用估计的窄带干扰参数值对窄带干扰信号进行重构, 在时域中将染噪 PD 信号减去窄带干扰的重构值, 得到窄带干扰抑制后的 PD 信号。

3 仿真测试

3.1 仿真局放模型

PD 信号通常呈现衰减振荡的特性, 因此可以用如式 (22) 和式 (23) 所示的单指数衰减振荡型和双指数衰减振荡型信号模型进行模拟^[14]。

$$g_1(t) = C e^{-t/\eta} \sin(2\pi f_g t) \quad (22)$$

$$g_2(t) = C(e^{-1.3t/\eta} - e^{-2.2t/\eta}) \sin(2\pi f_g t) \quad (23)$$

式中, C 为脉冲幅值; η 为衰减系数; f_g 为振荡频率。

本节模拟 4 个 PD 脉冲信号, 各脉冲信号参数如表 1 所示, 其中脉冲 I 和 III 是单指数衰减振荡型脉冲, 脉冲 II 和 IV 是双指数衰减振荡型脉冲, 采样频率为 30 MHz。

表 1 仿真 PD 脉冲参数

Tab.1 Parameters of simulated PD pulse

脉冲序列	C/mV	$\eta/\mu\text{s}$	f_g/MHz
I	10	1	3
II	40	1	2
III	10	0.8	2
IV	40	0.8	3

仿真中窄带干扰由 4 个不同频率、幅值和初始相位的正弦波叠加组成,根据文献[11、15] 的仿真窄带干扰参数范围,本文将仿真中窄带干扰的参数值设置如表 2 所示。由此得到纯净的 PD 信号、窄带干扰信号和染噪 PD 信号如图 1 所示。从图 1 中可以看出,在染噪 PD 信号中,由于窄带干扰的存在,PD 信号几乎完全被淹没,难以直接进行识别和提取。

表 2 仿真窄带干扰参数

Tab.2 Parameters of simulated narrowband interference

干扰序列	幅值/mV	频率/MHz	相位/rad
1	1	1.01	$\pi/3$
2	2	3	$\pi/2$
3	2	5.03	$\pi/6$
4	1	7	$\pi/4$

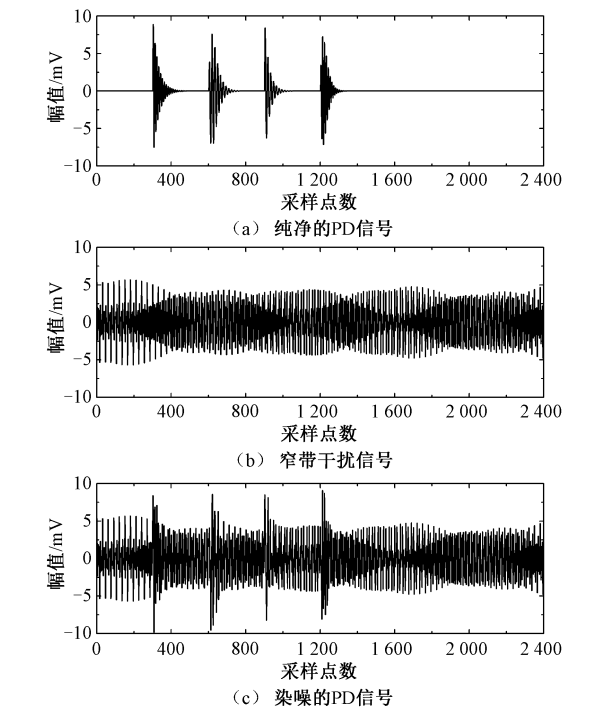


图 1 仿真的 PD 信号
Fig.1 Simulated PD signal

3.2 局放去噪

由于广义 S 变换仍属于短时傅里叶变换,因此其时间分辨率和频率分辨率并不能同时达到最高,本文将 λ 取为 0.4 以同时获得较好的时间分辨率和频率分辨率。通过广义 S 变换处理图 1(c) 中的染噪 PD 信号,得到染噪 PD 信号的 GSMM 如图 2 所示。从图 2 中可以看出窄带干扰信号和 PD 信号存在明显不同的特征:窄带干扰信号时间上分布较长,频率上分布较集中;PD 信号时间上分布较短,频率上分布较宽。

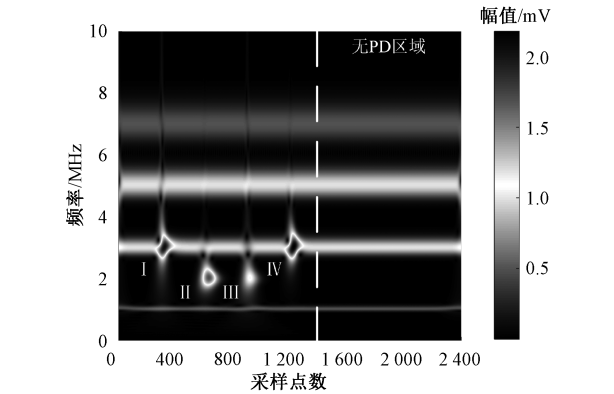


图 2 仿真染噪 PD 信号的 GSMM
Fig.2 GSMM of simulated PD signal with noise

以此可以通过分析图 2 中染噪 PD 信号的 GSMM 确定窄带干扰的个数为 4,同时可以在时间横轴上进行区域划分,得到无 PD 区域。对于图 2 而言,横轴上采样点数为 1 400~2 400 区域可以被视为无 PD 区域,该区域中主导信号为窄带干扰信号。将最长时段的无 PD 区域作为窄带干扰参数估计时间段,选择图 1(c) 中染噪 PD 信号中该时间段的数据进行随机子空间算法处理,得到窄带干扰参数估计值如表 3 所示。对比表 2 和表 3 可以看出,该方法可以有效地估计窄带干扰的各参数值。值得说明的是,由于仅截取了染噪 PD 信号中部分时段区段进行参数估计,因此估计得到的相位和原始参数的相位是不一致的。

表 3 仿真染噪 PD 信号的窄带干扰参数估计值

Tab.3 Estimated narrowband interference parameters of simulated PD signal with noise

干扰序列	幅值/mV	频率/MHz	相位/rad
1	1.000 0	1.010 0	0.102 6
2	2.000 0	3.000 0	-0.628 4
3	2.000 0	5.030 0	2.507 0
4	1.000 0	7.000 0	1.937 3

利用表 3 中窄带干扰参数估计值重构整个时间段的窄带干扰,重构的窄带干扰 D_g 如下:

$$D_g = \sum_{s=1}^{p/2} Q_s \cos[2\pi f_s(t - t_1) + \theta_s] \quad (24)$$

式中, t_1 为截取区段的起始时刻。

将染噪 PD 信号减去重构的窄带干扰得到去噪结果如图 3(a)所示,为了进行对比,利用广义 S 变换模矩阵方法^[10]和频率切片小波变换方法^[16]处理图 1(c)中染噪 PD 信号,得到去噪结果分别如图 3(b)和图 3(c)所示。从图 3 的对比结果可以看出,对于广义 S 变换模矩阵方法而言,该方法没有考虑窄带干扰相位的影响,因此对于本文中窄带干扰相位不为 0 的情况,该方法无法实现窄带干扰抑制;对于频率切片小波变换方法而言,去噪后波形存在较大残余噪声,同时波形中存在明显的边缘效应,整体去噪效果较差;本文方法去噪后波形的噪声较小,PD 信号的细节得到保留,利于后续 PD 信号的提取识别分析。

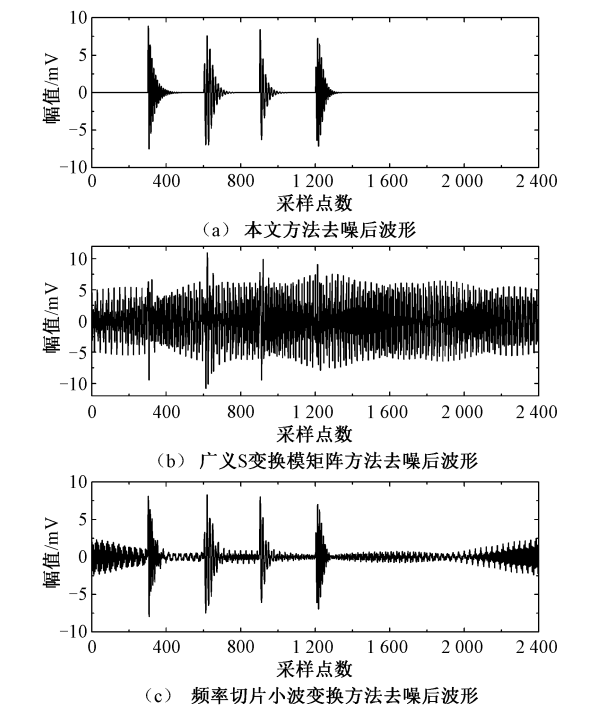


图 3 仿真染噪 PD 信号的窄带干扰抑制结果
Fig.3 Narrowband interference suppression results of simulated PD signal with noise

为了进一步说明 3 种方法的去噪效果,本文引入信噪比 SNR 、均方误差 MSE 和波形相似度 NCC 三个评价参数开展分析^[17],其具体计算公式为:

$$SNR = 10\lg\left(\frac{\sum_{n=1}^N g(n)^2}{\sum_{n=1}^N |g(n) - d(n)|^2}\right) \quad (25)$$

$$MSE = \frac{\sum_{n=1}^N |g(n) - d(n)|^2}{N} \quad (26)$$

$$NCC = \frac{\sum_{n=1}^N g(n)d(n)}{\sqrt{\sum_{n=1}^N |g(n)|^2 \sum_{n=1}^N |d(n)|^2}} \quad (27)$$

式中, $g(n)$ 为原始 PD 信号; $d(n)$ 为各方法去噪后的信号。其中 SNR 越大, MSE 越小, NCC 越接近于 1 时,去噪效果越好。

计算得到图 3 中各方法去噪后波形的 SNR 、 MSE 和 NCC 如表 4 所示,从表 4 中可以看出,和广义 S 变换模矩阵方法、频率切片小波变换方法相比,本文方法能更好地去除染噪 PD 信号中窄带干扰,去噪后波形更好地保留了原始 PD 信号的波形特征,利于后续的分析研究。

表 4 窄带干扰抑制结果对比

Tab.4 Comparison of narrowband interference suppression			
评估参数	本文方法	广义 S 变换模矩阵方法	频率切片小波变换方法
SNR	78.726 4	-8.782 9	5.724 6
MSE	1.726 9E-08	9.732 0	0.344 7
NCC	1.000 0	0.284 9	0.883 2

4 实验研究

为了验证本文方法在实际测试中的可行性,在实验室中对 10 kV 电缆开展工频局放测试,电缆终端头中制作有半导体层突刺缺陷^[18],监测方法为高频电流法^[7],采样率设置为 200 MHz,其具体接线图如图 4 所示。

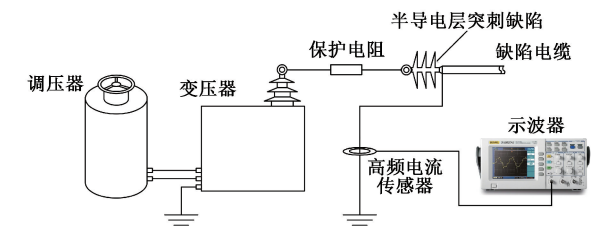


图 4 工频局放测试接线图
Fig.4 Wiring diagram of PD measurement at power frequency

由于实验室中采集的 PD 信号噪声较小,因此在采集的 PD 信号中添加多个窄带干扰信号。文献[19]指出高频电流法受到的窄带干扰主要包括中波段 0.5~1.6 MHz、短波段 2.3~25 MHz 和调频段 88~108 MHz 的广播信号。因此本文在此基础上随机选择窄带干扰信号的幅值分别为 2 mV、4 mV、3 mV 和 2 mV;频率分别为 5.06 MHz、10 MHz、15.18 MHz和 22 MHz;相位分别为 $\pi/4$ rad、 $\pi/3$ rad、 $\pi/5$ rad 和 $\pi/2$ rad,得到实测的染噪 PD 信号如图 5 所示,从图 5 中可以看出,由于窄带干扰的污染,PD 信号无法直接被识别提取。

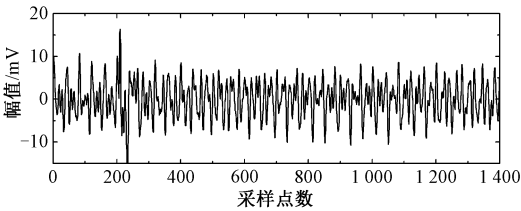


图 5 实测的染噪 PD 信号
Fig.5 Measured PD signal with noise

利用本文方法对图 5 中染噪 PD 信号进行去噪处理,得到染噪 PD 信号的 GSMM 图如图 6 所示,借助 PD 信号和窄带干扰的时频特征,可以确定图 6 中窄带干扰数目为 4,同时很容易在时间横轴上确定无 PD 区域。对于图 6 而言,时间横轴上采样点数为 600~1 400 区域可以被视为无 PD 区域,将图 5 中染噪 PD 信号对应时间段的数据利用随机子空间算法进行窄带干扰参数估计,得到窄带干扰参数估计结果如表 5 所示,利用该结果对窄带干扰进行重构,得到去噪后波形如图 7(a)所示。为了进一步说明本文方法的优越性,再利用广义 S 变换模矩阵方法和频率切片小波变换方法对图 5 中染噪 PD 信号

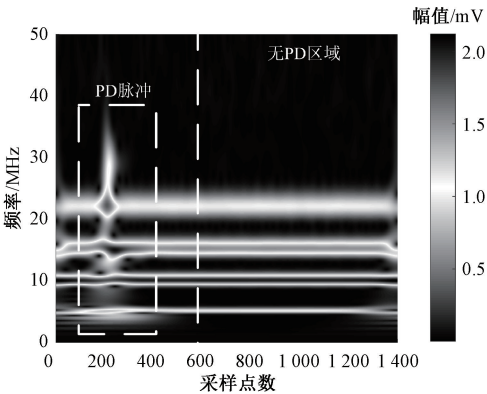
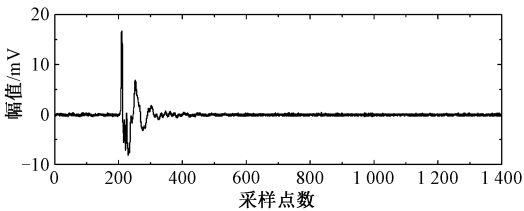


图 6 实测染噪 PD 信号的 GSMM 图
Fig.6 GSMM of measured PD signal with noise

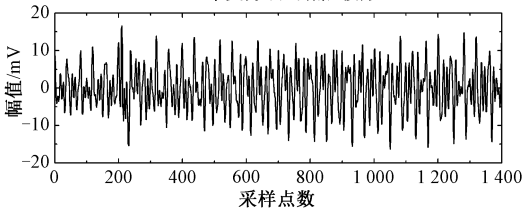
进行去噪,得到对应去噪结果如图 7(b)和图 7(c)所示。从图 7 的对比结果中可以看出,广义 S 变换模矩阵方法抑制窄带干扰失败,没有提取出局放波形;频率切片小波方法的去噪结果中存在明显的窄带干扰抑制不干净现象,同时存在明显的边缘效应,因此上述 2 种传统方法的去噪效果较差。相对于传统方法而言,本文方法可以更加有效地提取出 PD 波形,残余噪声更小。

表 5 实测染噪 PD 信号的窄带干扰参数估计值

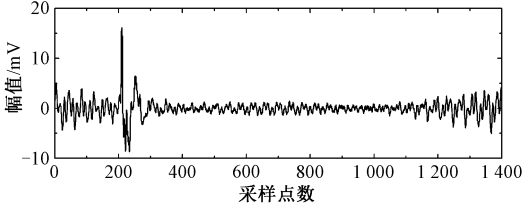
Tab.5 Estimated narrowband interference parameters of measured PD signal with noise			
干扰序列	幅值/mV	频率/MHz	相位/rad
1	2.003 2	5.058 9	0.201 7
2	4.000 0	9.999 8	-0.835 0
3	3.010 2	15.179 8	1.978 1
4	1.997 4	22.000 0	-0.695 2



(a) 本文方法去噪后波形



(b) 广义S变换模矩阵方法去噪后波形



(c) 频率切片小波变换方法去噪后波形

图 7 实测染噪 PD 信号的窄带干扰抑制结果

Fig.7 Narrowband interference suppression results of measured PD signal with noise

为了对图 7 中降噪结果进行量化分析,本文引入了噪声抑制比 $\rho^{[9]}$ 如式(28)所示。噪声抑制比可以显示出窄带干扰抑制前后有效信号的凸显程度,该值越大,说明窄带干扰抑制结果越好。

$$\rho = 10(\lg\sigma_1^2 - \lg\sigma_2^2) \tag{28}$$

式中, σ_1 和 σ_2 分别为窄带干扰抑制前、后的信号标准差。

通过计算得到图 7 中 3 种方法的噪声抑制比分别为 10.541 1、-2.854 8 和 8.188 0,可见,本文方法的噪声抑制比最大,对窄带干扰的抑制结果最好。

5 结论

(1)广义 S 变换能够将染噪 PD 信号从时域转化到时频域中,并具有较好的时频分辨能力,借助 PD 脉冲和窄带干扰的不同时频特征可以确定染噪 PD 信号中窄带干扰数目和无 PD 时间片段。

(2)利用随机子空间算法和窄带干扰数目处理无 PD 时间片段可以精确估计窄带干扰参数,进而有效重构染噪 PD 信号中窄带干扰,对染噪 PD 信号实现窄带干扰抑制。

(3)仿真和实测结果表明,相比于广义 S 变换模矩阵方法和频率切片小波变换方法,本文所提方法能够有效抑制染噪 PD 信号中的窄带干扰,去噪后残余噪声较小,PD 波形恢复效果更好。

参考文献 (References):

- [1] 栗茂,李春茂,夏国强,等 (Su Mao, Li Chunmao, Xia Guoqiang, et al.). 不同油流速度下油纸绝缘的局部放电特性研究 (Study on partial discharge characteristics of oil-paper insulation under different oil flow rates) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2019, 38 (7): 47-55.
- [2] 肖利龙,吴海涛,任重,等 (Xiao Lilong, Wu Haitao, Ren Zhong, et al.). 基于多物理跟踪监测的电缆附件缺陷局部放电比值演化特征及诊断方法研究 (Partial discharge evolution characteristics and diagnostic method of cable accessories based on multi-physical tracking) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (9): 28-35.
- [3] 罗新,牛海清,胡日亮,等 (Luo Xin, Niu Haiqing, Hu Riliang, et al.). 一种改进的用于快速傅里叶变换功率谱中的窄带干扰抑制的方法 (An improved method for narrowband interference suppression in the fast Fourier transform power spectrum) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (12): 167-175, 200.
- [4] 樊高辉,刘尚合,刘卫东,等 (Fan Gaohui, Liu Shanghe, Liu Weidong, et al.). FFT 谱最小熵解卷积滤波抑制放电信号中的周期性窄带干扰 (FFT spectrum minimum entropy deconvolution filter eliminates periodic narrow-band interference in discharge signals) [J]. 高电压技术 (High Voltage Technology), 2017, 43 (4): 1378-1385.
- [5] 秦金飞,朱琦,周玮,等 (Qin Jinfei, Zhu Qi, Zhou Wei, et al.). 基于经验小波与小波变换的 GIS 局部放电信号去噪方法研究 (Research on GIS partial discharge signal denoising method based on empirical wavelet and wavelet transform) [J]. 高压电器 (High Voltage Electrical Appliances), 2019, 55 (7): 70-77, 86.
- [6] 张建文,陈焕栩,周鹏 (Zhang Jianwen, Chen Huanxu, Zhou Peng). 基于小波阈值的局部放电去噪新方法 (New de-noising method for partial discharge signals based on wavelet threshold) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (8): 80-88.
- [7] 杨丰源,宋辉,程序,等 (Yang Fengyuan, Song Hui, Cheng Xu, et al.). 基于改进 EEMD 和 Cohen 类的局部放电信号联合时频分析 (Combined time-frequency analysis of PD signals based on improved EEMD and Cohen classes) [J]. 高电压技术 (High Voltage Technology), 2016, 42 (7): 2345-2352.
- [8] 张宇辉,段伟润,李天云 (Zhang Yuhui, Duan Weirun, Li Tianyun). 抑制局部放电信号中周期性窄带干扰的子空间重构方法 (Subspace reconstruction to suppress periodic narrowband noises of partial discharge signals) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2017, 37 (7): 178-183.
- [9] 徐永干,姜杰,唐昆明,等 (Xu Yonggan, Jiang Jie, Tang Kunming, et al.). 基于 Hankel 矩阵和奇异值分解的局部放电窄带干扰抑制方法 (A method of suppressing narrow-band interference in partial discharge based on matrix Hankel and singular value decomposition) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2020, 44 (7): 2762-2769.
- [10] 刘宇舜,周文俊,李鹏飞,等 (Liu Yushun, Zhou Wenjun, Li Pengfei, et al.). 基于广义 S 变换模时频矩阵的局部放电特高频信号去噪方法 (Partial discharge ultrahigh frequency signal denoising method based on generalized S-transform modular time-frequency matrix) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (9): 211-220.
- [11] 张梦楠,李春茂,刘凯,等 (Zhang Mengnan, Li Chunmao, Liu Kai, et al.). 基于广义 S 变换和奇异值分解的局放信号降噪优化方法 (A noise reduction optimization method of partial discharge signal based on generalized S-transform and singular value decomposition) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2021, 45 (8): 3305-3313.
- [12] 文鹏,陈桥枫,杨风帆,等 (Wen Peng, Chen Qiaofeng, Yang Fengfan, et al.). 改进随机子空间算法在桥梁结构中的运用 (The application of improve sto-

- chastic subspace algorithm in bridge structure) [J]. 振动. 测试与诊断 (Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis), 2020, 40 (2): 310-316, 419.
- [13] 林伟斌, 季天瑶, 张禄亮 (Lin Weibin, Ji Tianyao, Zhang Luliang). 基于双协方差随机子空间识别的类噪声数据低频振荡辨识 (Low frequency oscillation identification of ambient signal data based on double covariance stochastic subspace identification) [J]. 广东电力 (Guangdong Electric Power), 2020, 33 (1): 25-32.
- [14] 魏海增, 马宏忠, 黄涛, 等 (Wei Haizeng, Ma Hongzhong, Huang Tao, et al.). 基于 EMD 的 ICA 降噪方法在电厂开关柜局部放电信号中的应用 (Application of ICA noise reduction method based on EMD in partial discharge signal of power plant switch cabinet) [J]. 电力系统及其自动化学报 (Journal of Power Systems and Automation), 2019, 31 (5): 110-116.
- [15] 饶显杰, 周凯, 汪先进, 等 (Rao Xianjie, Zhou Kai, Wang Xianjin, et al.). 基于改进 SVD 算法的局部放电窄带干扰抑制方法 (Partial discharge narrowband interference suppression method based on improved SVD algorithm) [J]. 高电压技术 (High Voltage Technology), 2021, 47 (2): 705-713.
- [16] 张宇辉, 刘梦婕, 黄南天, 等 (Zhang Yuhui, Liu Mengjie, Huang Nantian, et al.). 频率切片小波变换在局部放电信号分析中的应用 (Application of frequency slice wavelet transform in partial discharge signal analysis) [J]. 高电压技术 (High Voltage Technology), 2015, 41 (7): 2283-2293.
- [17] 牛海清, 宋廷汉, 罗新, 等 (Niu Haiqing, Song Tinghan, Luo Xin, et al.). 基于 S 变换与奇异值分解的局部放电信号去噪方法 (Partial discharge signal denoising method based on S transformation and singular value decomposition) [J]. 华南理工大学学报 (自然科学版) (Journal of South China University of Technology (Natural Science)), 2020, 48 (2): 9-15.
- [18] 汪先进, 周凯, 谢敏, 等 (Wang Xianjin, Zhou Kai, Xie Min, et al.). 基于时间反演相位法的电力电缆局部放电定位 (Research on partial discharge source location for power cables based on time reversal phase method) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2020, 44 (2): 783-790.
- [19] 周凯, 谢敏, 赵世林, 等 (Zhou Kai, Xie Min, Zhao Shilin, et al.). 基于改进 FastICA 的局部放电在线监测窄带干扰高保真性抑制方法 (Periodic narrowband noise rejection with high fidelity of partial discharge on line monitoring based on improved FastICA algorithm) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (11): 2604-2612.

Partial discharge narrowband interference suppression method based on generalized S-transform and stochastic subspace

SONG Li-ye, PU Xiao-xiang, LI Xi-tong

(School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: In order to solve the problem that traditional methods are difficult to effectively suppress the periodic narrowband interference in partial discharge (PD), a PD narrowband interference suppression method based on generalized S-transform and stochastic subspace is proposed. Firstly, the generalized S-transform is used to transform the PD signal with noise from time domain into time-frequency domain. Because the PD signal and the narrowband interference have different time-frequency characteristics, both the number of narrowband interference and the time segment without PD are obtained in time-frequency domain. Finally, the stochastic subspace algorithm is used to estimate the parameters of narrowband interference, suppressing the narrowband interference. From the simulated and experiment results, compared with the traditional generalized S-transform modular matrix method and frequency slice wavelet transform method, the proposed method has a better suppression effect on narrowband interference, and it can restore original PD signal well.

Key words: partial discharge; narrowband interference; generalized S-transform; stochastic subspace