

基于 CEEMD 和 FDR 的电缆定位方法

张卓然^{1,*}, 骆力州²

¹内蒙古电力(集团)有限责任公司呼和浩特供电分公司, 内蒙古呼和浩特, 中国

²国网北京市电力公司, 北京, 中国

*通讯作者

【摘要】针对传统的频域反射法(frequency domain reflection, FDR)在电缆故障检测过程中存在频域泄露显著及灵敏度不足等缺点,严重影响故障定位的精确性。本文提出一种基于补充集合经验模态分解(complementary ensemble empirical mode decomposition, CEEMD),功率谱密度(power spectral density, PSD)和FDR的电缆故障检测定位方法。采用CEEMD对反射系数的包络进行分解,提取出每个绝缘缺陷点对应的固有模态函数(IMF),并对各IMF信号的实部实施加窗操作。接着,基于具有明确自相关函数的随机信号特性,对有限功率的IMF信号开展功率谱密度(PSD)分析。最终,结合FDR技术实现电缆绝缘缺陷的精准定位。此外,通过实验分析,证实了所提出方法的可行性与有效性。

【关键词】电缆;故障;定位;CEEMD;PSD;FDR

1.引言

电缆在实际应用中,往往由于敷设环境的影响或制作工艺的限制,在局部区域出现绝缘缺陷。随着运行时间的延长,电缆的局部绝缘性能将逐渐恶化,最终可能导致电缆故障,进而引发停电事故[1-3]。

目前,行波法广泛应用于电缆故障诊断领域的研究,其中主要包含时域反射(time-domain reflectometry, TDR)法以及频域反射(FDR)法[4]。TDR法的基本思想是将电缆的一端设定为输入端,并向其中注入脉冲信号进行检测。TDR在信号传输过程中,若遇到阻抗不匹配的情况,将会引发信号的折射与反射现象。反射信号会沿着相反的方向传回至终端。由于时域反射计具备较高的反射系数,因此其在硬故障的定位中表现出良好的效果。然而,对于因磨损或擦伤等原因导致的软故障,时域反射计却难以实现有效的检测与定位[5]。

在TDR技术的基础上,研究者提出了一系列改进方法。例如,时间-频域反射法(Time-FDR, TFDR)采用高斯包络信号作为注入信号,该信号可根据测试环境进行调整,从而使TFDR对电缆中的故障更加敏感[6]。然而,TFDR使用维格纳-维利分布作为信号的时间-频率分析核函数,在多个信号叠加时容易产生严重的交叉项干扰。相位检测频域反射法通过测量入射正弦波与反射正弦波之间的相移来确定反射延迟,进而实现故

障位置的判定。频谱时域反射法和扩展频谱时域反射法能够精确定位硬故障然而,针对长电缆中软故障定位的研究仍然较为匮乏。

FDR方法通过向待测电缆注入能量分布均匀的正弦线性频率扫描信号,并借助测量电缆的频率参数实现对电缆缺陷的定位[7]。与TDR方法相比,FDR的显著优势在于:在相同带宽条件下,可以从电缆传输函数中提取更多有用信息。然而,由于反射系数频谱具有无限持续时间和不可绝对积分的特点,其可被视为随机信号,因此不满足狄利克雷条件。目前的FDR方法假设反射系数频谱的快速傅里叶变换(FFT)存在,并对有限长度的反射系数执行FFT操作,这使得所得的频域频谱同样表现为随机过程[8]。由此可知,直接利用FFT对反射系数频谱进行分析时,准确度较低。

基于以上分析,本文提出一种基于CEEMD, PSD和FDR的电缆故障定位方法。首先,推导了局部电缆模型的反射系数表达式,并采用CEEMD将反射系数幅值的包络分解为多个IMF。为了降低频谱泄露的影响,对IMF信号进行加窗处理。其次,基于平稳随机过程的功率谱具有确定性函数的特点,对有限功率的IMF进行PSD分析。最后,通过与FDR方法相结合,实现了电缆缺陷的定位,并通过仿真分析验证了所提方法的可行性。

2.理论基础

2.1 电缆局部缺陷状态模型反射系数

当电缆局部因结构改变或老化现象发生时,缺陷部位每单位长度的电容会发生变化,从而引发电缆缺陷[9]。此外,缺陷段的传播常数和特性阻抗会发生变化,这种变化会直接作用于电缆的反射系数。图1展示了长度为 L 的电缆中存在缺陷段时反射系数的具体变化特征。

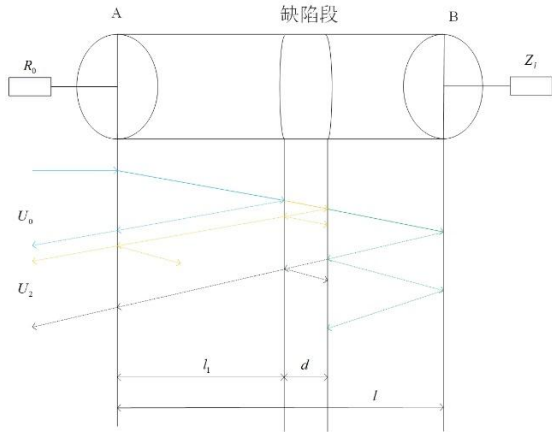


图1.局部缺陷电缆模型

图1中 R_0 为特性阻抗, z_l 为负载阻抗, U_0, U_2 分别为输入和反射出信号所对应的电压, l 为电缆长度。由行波的理论,忽略终端B的反射系数影响,图1中于终端A处测得的频域电压信号为:

$$U_2(\omega) = U_0(\omega)\rho_1 + U_0(\omega)(1-\rho_1^2)\rho_3e^{-2\gamma l} + U_0(\omega)(1-\rho_1^2)(1-\rho_3^2) \cdot (-\rho_3)e^{-2\gamma l}e^{-2\gamma d} + \dots \quad (1)$$

其中, ρ_1, ρ_2 分别为A端和B端的反射系数,且

$$\begin{cases} \rho_1 = (Z_0 - R_0)/(Z_0 + R_0) \\ \rho_2 = (Z_l - R_0)/(Z_l + R_0) \\ \rho_3 = (Z_d - Z_0)/(Z_d + Z_0) \end{cases} \quad (2)$$

其中, Z_0 为电缆特性阻抗, Z_d 为发生缺陷后该段的特性阻抗。根据以上分析可得缺陷段的FDR系数为:

$$f_1(\omega) = \rho_1 + \frac{\rho_3e^{-2\gamma l} - \rho_3e^{-2\gamma l}e^{-2\gamma d}}{1 - \rho_3^2e^{-2\gamma d}}(1 - \rho_1^2) \quad (3)$$

由上式可知,当电缆局部缺陷时,信号会在缺陷位置引发多次反射。因此,在终端A所测得的反射系数中,不仅包含从终端B反射回来的信号,还包含由缺陷位置反射产生的信号。

2.2 CEEMD

由2.1节可知绝缘缺陷位置处的反射波

相互叠加,形成混合反射信号。这种混合信号进一步导致反射系数出现周期性振荡,从而对电缆缺陷的判断造成干扰。CEEMD作为一种自适应信号处理方法,特别适用于非平稳信号的分析与处理[10-13]。因此,本文采用CEEMD方法对反射系数的幅值信号进行分解,以提取更清晰的特征信息。

CEEMD方法的基本流程为:

步骤1:向信号中添加白噪声,通过EMD对信号进行 i 次分解,并取各次分解得到的一阶固有模态函数 IMF_1^i 的平均值,从而得到第一个固有模态函数:

$$IMF_1(n) = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I IMF_1^i(n) \quad (4)$$

步骤2:当 $k=1$ 时,计算残差 $r_1(n)$ 。

$$r_1(n) = x(n) - IMF_1(n) \quad (5)$$

步骤3:向一阶残差 $r_1(n)$ 中添加白噪声,构成一个新的信号 $r_1(n) + \varepsilon_1 E_1(\omega^i(n))$ 。对新信号进行EMD分解取平均值,得到第二个本征模态函数:

$$IMF_2(n) = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I E_1(r_1(n) + \varepsilon_1 E_1(\omega^i(n))) \quad (6)$$

步骤4:计算第 k 阶残差 $r_k(n)$:

$$r_k(n) = r_{k-1}(n) - IMF_k(n) \quad (7)$$

步骤5:在第 k 阶残差 $r_k(n)$ 中添加白噪声,构成新信号 $r_k(n) + \varepsilon_k E_k(\omega^i(n))$ 。对新信号进行EMD分解并取平均值,从而获得第 $k+1$ 个固有模态函数:

$$IMF_{k+1}(n) = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I E_1(r_k(n) + \varepsilon_k E_k(\omega^i(n))) \quad (8)$$

步骤6:当残差中只剩下一个极值点时结束分解。否则,返回第4步继续迭代,直至满足终止条件,从而得到最终的余数 $R(n)$ 。

$$R(n) = x(n) - \sum_{k=1}^K IMF_k \quad (9)$$

去噪和重构后的原始信号可以表示为:

$$x(n) = \sum_{k=1}^K IMF_k + R(n) \quad (10)$$

上式表明,CEEMD是一种完备的分解方法,能够利用IMF和残差函数精确地重构原始信号。

3.基于PSD的电缆故障定位

3.1 窗函数阶数确定

基于快速傅里叶变换 (FFT) 的 IMF 信号的 PSD 非参数估计通常存在一定的偏差。为减少这一偏差的影响,有必要通过窗函数对 PSD 进行平滑处理[14-16]。因此,本文选择凯泽自卷积窗 (Kaiser self-convolution window, KSCW) 作为分析工具。该窗函数能够有效将信号能量集中于主瓣所对应的频率范围,并显著抑制旁瓣效应,从而显著提高估计精度,其具体的表达式为:

$$\omega_{ka}(n) = \frac{I_0 \left[\beta_{ka} \sqrt{1 - \left(\frac{2n}{N-1} \right)^2} \right]}{I_0(\beta_{ka})} \quad (11)$$

其中, n 为样本数, β_{ka} 为调整因子, I_0 为第一类零阶贝塞尔函数,其计算方法为:

$$I_0(\beta_{ka}) = 1 + \sum_{o=1}^{\infty} \left[\frac{\left(\frac{\beta_{ka}}{2} \right)^o}{o!} \right]^2 \quad (12)$$

定义 P 阶 KSCW 为父 Kaiser 窗的 P 次自卷积。

$$\omega_{ka}^p(n) = \underbrace{\omega_{ka}(n) * \omega_{ka}(n) * \dots * \omega_{ka}(n)}_p \quad (13)$$

其中 P 为阶数,其作用是实现频率分辨率与谱泄漏抑制之间的最佳平衡,在相同长度下, KSCW 的峰值旁瓣电平和旁瓣衰减特性与窗函数的阶数呈正相关。随着阶数的增加, KSCW 的旁瓣抑制性能显著提升。通过合理选择阶数,可以有效降低峰值旁瓣电平并实现更优的旁瓣衰减效果。在实时电力系统谐波测量中,频谱泄漏和混叠效应是主要的技术难点,而三阶或四阶的 KSCW 在应对这些挑战时表现出更为优越的性能。因此,本文最终确定选用四阶凯泽窗作为自卷积的基础窗口。

3.2 IMF 的 PSD

假设第 n 个 IMF 信号为一个包含 M 个样本的数据集,表示为 $X_n = \{x_n(m)\}, m = 1, 2, \dots, M$ 。在去除其均值后,进一步引入一个窗函数进行处理,即:

$$\tilde{x}_n(m) = \left[x_n(m) - \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M x_n(m) \right] * \omega_{ka}^p(n) \quad (14)$$

计算样本的自相关函数。

$$\tilde{R}_n(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \tilde{x}_n(m+k) \tilde{x}_n^*(m) \quad (15)$$

其中, $1 \leq K < M$, 由于自相关函数与

功率谱密度构成傅里叶变换对,因此可得信号的功率谱密度为:

$$P_n(\omega) = \sum_{k=-K}^K \tilde{R}_n(k) e^{-j\omega k} \quad (16)$$

3.3 故障定位

对于长度为 l 的电缆,终端 A 的反射系数为:

$$\Gamma_l(\omega) = \rho_l e^{-2\gamma(\omega)l} \quad (17)$$

其中, ρ_l 为终端 B 的反射系数,且:

$$\gamma(\omega) = a(\omega) + j\beta(\omega) \quad (18)$$

因此式 (19) 可变为:

$$\Gamma_l(\omega) = \rho_l e^{-2a(\omega)l} e^{-j2\beta(\omega)l} \quad (19)$$

对式 (19) 采用欧拉公式进行求解可得:

$$\Gamma_l(\omega) = \rho_l e^{-2a(\omega)l} [\cos(2\beta(\omega)l) - j \sin(2\beta(\omega)l)] \quad (20)$$

由 CEEMD 原理可知,

$$r_1(\omega) = \Gamma(\omega) - c_1(\omega) \quad (21)$$

根据式 (21) 可知,反射系数 $\Gamma_l(\omega)$ 的实部和虚部均为三角周期函数。所以对实部进行处理可得:

$$\text{Re}[\Gamma_l(\omega)] = \rho_l e^{-2a(\omega)l} \cos(2\beta(\omega)l) \quad (22)$$

$$\beta(\omega) = \frac{2\pi f}{v} \quad (23)$$

同理,当电缆距终端 A 为 x_m 的位置存在其他绝缘缺陷时,电缆中将产生一个新的谐振频率,该频率的数值与绝缘缺陷的位置 x 相关,具体关系为:

$$\begin{aligned} \text{Re}[\Gamma_x(f)] &= \rho_x e^{-2a(\omega)x} \cos(2\pi \frac{2xf}{v}) \\ &= \rho_x e^{-2a(\omega)x} \cos(2\pi \hat{f}_x f) \end{aligned} \quad (24)$$

最终可得缺陷位置为:

$$x = \frac{1}{2} \hat{f}_x v \quad (25)$$

4. 实验分析

待测故障电缆长度 $l = 200$ 米,用于测试的数据线长度 $l' = 0.6$ 米,故障位置 $l_2 = 100$ 米。故障电缆长度 $d = 1$ 米,采样频率 $f_z = 5000\text{Hz}$ 。电缆 B 端开路,通过在 A 端利用正弦波信号进行实验,获得的反射系数幅值信号经过 CEEMD 分解后得到的 IMF 信号如图 2 所示。利用本文所提方法最终确定的故障定位结果如图 3 所示。从图 3 可以看出,每个 IMF 信号在缺陷处均表现出一个明显的峰值,这为缺陷位置的精确定位提供了依据。同时,由 B 端反射的信号能够直观

展现缺陷段的长度，成功解决了信号包络混合的现象，进一步证实了所提出方法在电缆故障精确定位中的有效性。

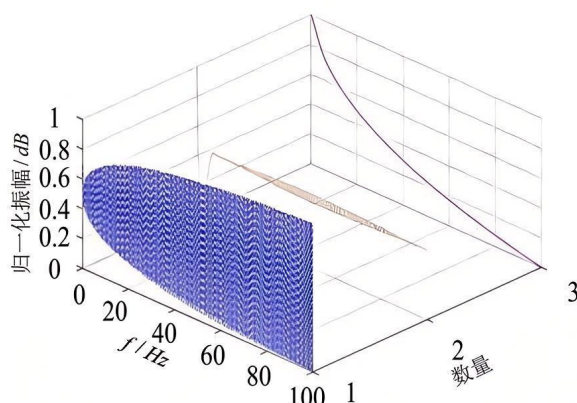


图 2.CEEMD 分解后得到的 IMF

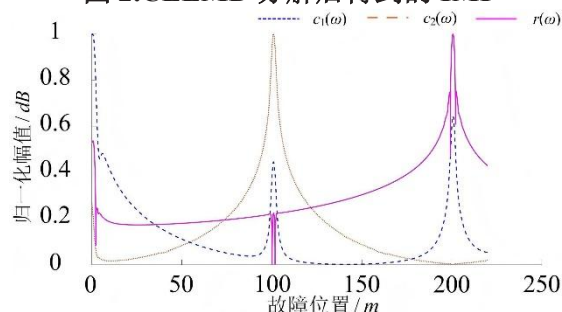


图 3.故障定位结果

5.结论

传统的反射系数及其精度已无法满足实际工程需求。针对这一问题，本文提出了一种基于 CEEMD，PSD 和 FDR 的电缆缺陷定位方法。该方法通过 CEEMD 对振幅包络谱进行分解，利用缺陷特征频率对振幅包络敏感的特点，提取出多个 IMF 信号。随后，结合随机信号的统计特性，对 IMF 信号进行功率谱密度分析，将随机信号分析转化为精确的自函数分析，从而显著提高了缺陷识别的准确性。通过故障电缆模型的仿真分析，验证了该方法在实际应用中的可行性与可靠性。

参考文献

- [1] 朱光亚, 潘松焜, 沈青, 等.基于反射系数修正与局部能量提取的电缆故障在线定位方法[J/OL].中国电机工程学报, 1-11[2025-05-05].
- [2] 倪艳荣.基于双向 LSTM 和激光散射信号的多电缆故障自动化同步探测方法[J].激光杂志, 2025, 46 (03): 71-75.
- [3] 王植, 王宾.一种可反映电缆全类型故障的相模变换矩阵[J].电力系统保护与控制, 2025, 53 (06): 42-50.

- [4] 李练兵, 代亮亮, 高国强, 等.基于 VGAF 与混合时序网络的电缆故障诊断方法[J/OL].华中科技大学学报(自然科学版), 1-8[2025-05-05].
- [5] 余建宁, 江波, 唐玲, 等.一种三芯电缆状态在线监测与短路故障定位方法的研究[J].智慧电力, 2023, 51 (11): 91-97+105.
- [6] 吴吉, 唐作鑫, 彭向阳, 等.基于 TFDR 波形时域包络线的电缆故障定位技术[J].南方电网技术, 2023, 17 (12): 18-27.
- [7] 金琰, 胡钰骁, 石超群, 等.基于反射系数的电缆故障定位及评估优化算法[J/OL].高电压技术, 1-11[2025-05-05].
- [8] 梁钟颖, 周凯, 孟鹏飞, 等.基于频域反射系数谱的电缆故障定位与故障类型识别方法研究[J].电工电能新技术, 2022, 41 (08): 79-88.
- [9] 牛小铁, 王彬, 杨德亮.基于频域反射法的煤矿电缆故障定位技术研究[J].煤炭工程, 2025, 57 (02): 119-123.
- [10] 陈朝晖, 汤涛, 丁晓兵, 等.基于 CEEMD 和 LSQR 的行波波精确检测方法[J/OL].南方电网技术, 1-11[2025-05-05].
- [11] 蒋伟, 赵显阳, 樊汝森, 等.基于 CEEMD-MPE 与 SDAE 的局部放电模式识别[J].计算机应用与软件, 2024, 41 (08): 175-181+195.
- [12] 江永鑫, 陈丽安, 郭梦倩, 等.基于改进 CEEMD 和 RF 的低压串联故障电弧识别方法[J].电力系统保护与控制, 2024, 52 (01): 97-108.
- [13] 邓思敬, 吴浩, 杨玉萍, 等.基于 CEEMD-LMD-SCN 的集合型配电网故障选线方法[J].科学技术与工程, 2023, 23 (03): 1076-1086.
- [14] 汪煜坤, 易彩, 汪浩, 等.PSD 引导的自适应频带划分方法及其在轴承故障诊断中的应用[J].机械工程学报, 2024, 60 (17): 179-193.
- [15] 李金杰, 邹国锋, 魏良玉, 等.基于功率谱密度与随机配置网络的低压串联电弧故障检测[J].科学技术与工程, 2023, 23 (34): 14587-14595.
- [16] 况燕军, 邱志斌, 李阳林, 等.基于鸟鸣功率谱密度的输电线路涉鸟故障相关鸟种智能识别[J].水电能源科学, 2021, 39 (02): 156-159+155.