

# 基于反行波波前瞬时能量谱的深远海风电经柔直并网系统的双端行波故障测距方法

刘乐<sup>1</sup>, 陈旭明<sup>1</sup>, 康小宁<sup>1</sup>, 马晓伟<sup>1,2</sup>, 李诗闯<sup>1</sup>, 赵勃扬<sup>1</sup>, 李昕盈<sup>1</sup>, 刘鑫<sup>2</sup>

(1. 西安交通大学 电气工程学院, 陕西 西安 710049; 2. 国家电网公司西北分部, 陕西 西安 710048)

**摘要:**现有的行波测距方法的精确性和可靠性受到保护采样频率、强噪声干扰、短故障距离、高过渡电阻等因素的严重影响,对此提出一种基于小波自适应阈值降噪(AWTD)和结合变分模态分解(VMD)的Hilbert变换的双端行波故障测距方法。利用AWTD算法对故障反行波数据进行降噪预处理。通过VMD算法提取蕴含故障距离信息的高频本征模态函数。利用Hilbert变换获得第5层本征模态函数的瞬时能量谱,并通过瞬时能量谱的最大值实现对线路两端反行波波头的标定,得到行波抵达保护测量点的精确时间,从而结合线路两端行波波速度预测故障距离。在PSCAD/EMTDC与RTDS仿真平台中搭建双端与三端典型深远海风电并网模型进行大量测试,结果表明,所提测距方法不受故障电阻、故障类型的影响,在不同采样频率、近端故障、强噪声干扰与实时仿真环境下,均能实现精准的故障定位,具有一定工程应用价值。

**关键词:**深远海风电;行波故障测距;小波自适应阈值降噪;变分模态分解;Hilbert变换;瞬时能量谱

**中图分类号:**TK81;TM77

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.202501020

## 0 引言

在当前关键的能源转型阶段,我国正致力于推进电力系统的低碳转型,构建新型电力系统<sup>[1]</sup>,旨在达成国家2030年“碳达峰”及2060年“碳中和”的重大战略目标。我国具有非常丰富的海上风能资源,海上风电发展前景广阔。随着国家战略的深化实施,我国东南沿海地带的海上风电将大规模并网。基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的柔直并网技术,凭借其灵活的运行和有功无功独立控制的优势,成为大规模深远海风电远距离高效并网的关键技术<sup>[2]</sup>。

然而在风电经柔直并网系统中,直流海缆所处环境极为复杂,人为、自然等因素都有可能对线路绝缘损伤,进而发生故障<sup>[3]</sup>。故障发生后,精准可靠的故障测距技术能够迅速且准确地计算直流故障发生的位置,提高系统对故障的响应速度与处理能力,极大地缩短故障修复时间,减小系统的维修成本和经济损失,提高系统的弹性与运行效率。

为实现故障线路的精准测距,国内外学者针对测距技术开展了广泛研究,按照原理可分为固有频率法、故障分析法、人工智能法、行波法等大类。

1)固有频率法依靠建立故障位置与行波频谱之间的数学模型,通过不同算法提取固有频率实现故障测距<sup>[4-5]</sup>。但此类方法依赖直流线路精确参数构

建微分方程以求解故障位置与线路参数、波速、行波频谱之间的关系,并且这类方法的精确性会受到系统结构、直流滤波器等线路实体物理边界以及提取自然频率算法精度与可靠性的影响。在非对称故障下,行波自然频率会出现“混叠”现象,在近端故障下,会存在测距死区。因此,固有频率法目前尚停留在仿真阶段。故障分析法利用故障发生后保护测量所得电压、电流,基于特定的线路分布参数模型,计算沿线分布的电压、电流解析式,结合过渡电阻进行故障测距<sup>[6-8]</sup>。这类方法依赖线路参数,在线路模型与实际参数存在误差或线路有明显的频变特性时出现的测量精度问题有待进一步解决。基于人工智能的故障测距算法<sup>[9-11]</sup>在理论与仿真上取得了一定突破,其测距性能较好。但是,这类方法需要大量故障数据来训练模型,其数据获取方式与特定复杂模型网络的设计、训练和实际应用存在很大困难。

2)故障行波中包含丰富的故障位置的信息。基于行波的故障测距方法由于其原理简单、计算速度快、测量精度高等优点,在国内外实际工程中得到了广泛应用。行波法利用线路保护处检测到的暂态行波来实现,其关键在于找到行波在折反射过程中到达保护测量点的准确时刻以及行波波速与故障位置的数学模型。基于行波的故障测距方法可以分为双端法与单端法2类。单端行波法仅需要本地信号,需要准确识别行波首次到达本地保护的时刻和对侧反射回的行波。文献[12-13]对故障行波经过希尔伯特-黄变换(Hilbert-Huang transform, HHT)与S变换,在对应的行波时频谱中实现波头的标定。文献[14]提出新的交流输电线路单端量波前保护原理,

收稿日期:2024-07-03;修回日期:2025-01-13

在线出版日期:2025-02-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52407142)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52407142)

并分析不同线路边界对波前指数系数的影响。文献[15]利用卡尔曼滤波器得到故障电流行波幅值的奇异点,进而预测行波到达时刻。双端行波法利用线路两侧保护检测到的初始行波到达时刻进行测距,且需要通信装置同步两侧信号。现有的双端行波法聚焦于对波头的识别,例如文献[16-18]提出了基于经验模态分解(empirical mode decomposition,EMD)、数学形态学(mathematical morphology,MM)、HHT等的行波波头识别方法。然而,在近端故障下,行波折反射极为剧烈,导致可用于故障测距的有效数据非常有限。直流线路边界也会严重干扰行波折反射过程,影响行波波头的频率分量信息,若存在噪声干扰或高过渡电阻现象,现有行波测距法在近端故障下存在波头检测失败的风险,严重影响故障测距结果的精度与可靠性。此外,现有的行波法研究主要针对架空线路,在深远海风电并网系统中,直流海缆的故障测距精变特性和故障初瞬暂态特征均与架空线路存在较大差异,其可靠性要求将更为严格。现有架空线路的故障测距方案在直流海缆中的适应性有待进一步验证。

为解决上述挑战,提高直流海缆故障测距的精度与可靠性,本文提出了一种结合变分模态分解(variational mode decomposition,VMD)和Hilbert变换结合(下文简称VMD-Hilbert变换)的双端行波测距法。首先,本文分析了故障后直流电压反行波的时频域表达式,结合行波理论分析了故障位置与反行波波前到达时刻的数学模型;其次,详细介绍了所提故障测距原理,利用小波自适应阈值降噪(wavelet adaptive threshold denoising,AWTD)算法对故障行波数据进行降噪预处理;然后,采用VMD算法提取降噪后反行波数据第5层本征模态函数(intrinsic mode function,IMF)IMF<sub>5</sub>,并对IMF<sub>5</sub>进一步进行Hilbert变换,得到其瞬时能量谱,利用瞬时能量谱的最大值标定线路两端反行波波头,得到行波抵达保护测量点的精确时间,从而实现了对故障距离的预测;最后,在PSCAD/EMTDC与RTDS仿真平台对所提故障测距算法的可靠性与准确性进行充分验证。

## 1 故障初瞬反行波波前时频表达式解析

### 1.1 数据预处理

假设直流正、负极保护安装处测量所得电压信号分别为 $u_p$ 、 $u_n$ ,电流信号分别为 $i_p$ 、 $i_n$ 。为消除正、负极信号之间的相互耦合干扰作用,通过相模变换将正、负极电压和正、负极电流分别变换为线模、零模电压和线模、零模电流,具体如式(1)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{(0)} \\ u_{(1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_p \\ u_n \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{(0)} \\ i_{(1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $u_{(1)}$ 、 $i_{(1)}$ 分别为变换后的线模电压、电流; $u_{(0)}$ 、 $i_{(0)}$

分别为变换后的零模电压、电流。式(1)所示的变换可以有效减小耦合,提高信号测量的可靠性与抗干扰能力。

### 1.2 故障行波分析

根据叠加定理,在线路发生直流故障后,线模、零模故障网络的故障点可以分别等效为反向电压源 $\Delta U_{F1}$ 和 $\Delta U_{F0}$ ,其初值由故障类型决定<sup>[19]</sup>,具体见附录A表A1。

以典型双端基于MMC的柔性直流输电(MMC based high voltage direct current,MMC-HVDC)系统为例,其中MMC与直流线路的等效故障的推导以及分析过程见附录A式(A1)~(A5)。

### 1.3 基于反行波波前到达时刻的双端行波测距法

根据附录A图A1、A2,假设保护安装处检测到的反行波信号 $v_{b(1)MN}(t)$ 和 $v_{b(1)NM}(t)$ 到达保护安装处的时刻分别为 $t_{M1}$ 和 $t_{N1}$ ,其与故障距离、行波波速之间的关系为:

$$t_{M1} = \frac{l}{v_{(1)MN}}, \quad t_{N1} = \frac{L_{MN}-l}{v_{(1)NM}} \quad (2)$$

式中: $v_{(1)MN}$ 和 $v_{(1)NM}$ 分别为线路末端M和N测量得到的波速; $l$ 为故障距离; $L_{MN}$ 为线路MN的长度,本文取为200 km。由于行波波速受到多重因素的影响,为了提高测距精度,对线路末端M和N分别进行波速的测量有助于提高测距精度。对式(2)进行进一步推导,可得到故障距离的表达式为:

$$l = \frac{v_{(1)MN}v_{(1)NM}(t_{M1} + \tau' - t_{N1}) + v_{(1)NM}L_{MN}}{v_{(1)MN} + v_{(1)NM}} \quad (3)$$

式中: $\tau'$ 为保护两侧同步误差。假设M端时钟快于N端,将 $\tau'$ 设为 $5 \mu\text{s}$ <sup>[16]</sup>。

根据保护离散录波数据,若能准确获得反行波抵达保护安装处时刻 $t_{M1}$ 和 $t_{N1}$ 与相应的波速度,则可通过式(3)完成故障测距。

## 2 基于AWTD算法和VMD-Hilbert变换的行波双端故障测距算法

本章首先介绍基于AWTD算法对行波采样信号预处理的原理,然后介绍基于VMD-Hilbert变换实现对反行波波前到达时刻识别的过程。

### 2.1 AWTD算法

实际工程中,保护测量与录波中的行波信号可能会受到不同程度噪声的干扰。为了增强故障测距算法的抗干扰能力,筛除信号中的噪声成分,本文首先利用AWTD算法对信号进降噪预处理,具体过程如下。

假设 $s(n)$ 为反行波离散信号,利用离散小波变换(discrete wavelet transform,DWT)对其进行降阶分解,如式(4)所示。

$$\begin{cases} s(n) \xrightarrow{\text{DWT}} W \{a_{j_0,k}, d_{j_0,k}\} & j \geq j_0 \\ a_{j,k} = \sum_n s(n) \Phi_{j,k}(n), & d_{j,k} = \sum_n s(n) \Psi_{j,k}(n) \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $j$  为小波变换分解层数;  $j_0$  为小波分解的最低尺度;  $k$  为平移参数;  $a_{j,k}$  和  $d_{j,k}$  分别为 DWT 分解所得低频和低频系数;  $W \{a_{j_0,k}, d_{j_0,k}\}$  为  $a_{j_0,k}$  和  $d_{j_0,k}$  合集(下文记作  $W$ );  $\Psi(\cdot)$  和  $\Phi(\cdot)$  分别为选用的 DWT 的尺度函数和小波函数。

为实现对 DWT 分解所得信号在不同尺度上进行自适应阈值降噪, 并通过小波逆变换进行信号重构, 本文采用软阈值 VisuShrink 算法对小波系数进行处理。VisuShrink 算法的阈值  $\lambda$  根据噪声水平与信号长度确定, 对小波系数的处理过程为:

$$\hat{W} = \text{sign}(W) \cdot \max(|W| - \lambda, 0), \quad \lambda = \sigma \sqrt{2 \lg n} \quad (5)$$

式中:  $\hat{W}$  为阈值处理后的  $W$ ;  $\sigma$  为噪声的标准差。

在得到经阈值处理后的小波系数  $\hat{W}$  后, 降噪后的原行波信号  $\hat{s}(n)$  可以通过对  $\hat{W}$  进行小波逆变换得到。

与 Haar、db 类等小波母函数相比, sym4 小波母函数可以提供更好的时频分辨率, 使得降噪效果更好, 避免处理光滑行波信号时引起的不必要波动, 确保更高的行波信号重构质量。分解层数将直接影响 AWTD 算法对行波高频成分的去噪性能。若分解层数过多(例如 7、9 层等), 则行波低频成分将被过度分解, 导致降噪过程中不仅高频噪声被分解, 且会损失原信号的细节成分, 引发重构信号失真, 尤其是在信号长度较短时(例如短故障距离下或低采样频率下), 会加重小波变换的边界效应。此外, 过多的分解层数也会增加 AWTD 算法的计算复杂度。相反地, 若分解层数过少(例如 2、3 层等), 则信号的低频和低频成分无法被充分分离, 高频噪声无法被有效去除, 导致降噪效果不佳, 重构信号中仍保留了高频噪声部分, 降低了降噪性能。因此, 本文的 AWTD 小波变换采用 sym4 作为小波母函数, 分解层数选为 5 层, 考虑信噪比分别为 35 dB 和 40 dB 的 2 种噪声, 对应的 AWTD 结果如图 1 所示。

由图 1 可见, 本文采用的 AWTD 算法具有良好的降噪性能, 成功地去除了信号中的噪声, 为后续进一步处理降噪后的数据奠定了基础, 从而提高了故障测距的精确性和可靠性。

## 2.2 基于 VMD-Hilbert 变换的反行波波前识别

由附录 A 式(A3)、(A4)可知, 反行波波前时频域均包含故障距离信息, 其时频域特征可用于识别反行波波前到达保护安装处的时刻  $t_{M1}$  和  $t_{N1}$ 。

VMD 算法能够将信号分解为多个本征模态函数, 可以有效地捕捉信号的时频特性, 具有较好的时

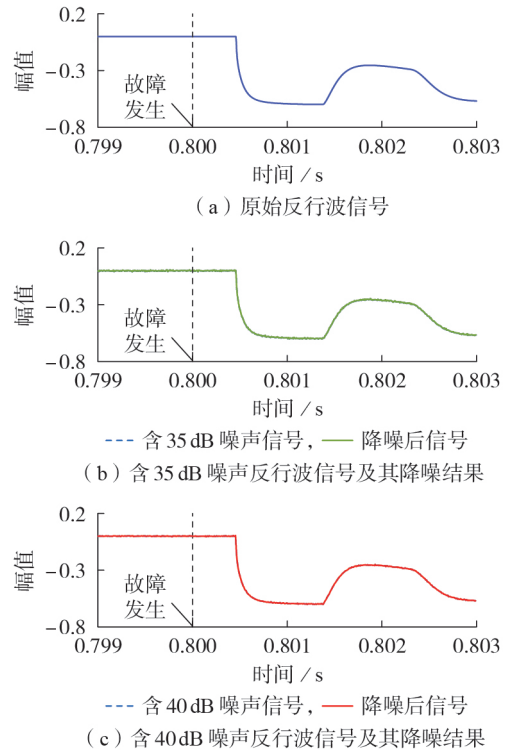


图1 不同噪声水平下 AWTD 算法降噪性能仿真结果

Fig.1 Simulative results of AWTD algorithm's denoising performance under different noise levels

频分辨率与精度。本文采用 VMD 算法, 通过求解优化问题将经过降噪后的反行波信号分解成一系列本征模态函数与残差信号, 如式(6)所示。

$$\hat{s}(t) = \sum_{k=1}^K (u_k(t) + r(t)) \quad (6)$$

式中:  $\hat{s}(t)$  为降噪后的反行波信号;  $u_k(t)$  为第  $k$  层本征模态函数, 每层本征模态函数都具有特定的带宽与中心频率  $\omega_k$ ;  $r(t)$  为残差信号;  $K$  为模态数量。VMD 算法利用变分原理, 通过拉格朗日乘数法构建目标函数  $L(u_k, \omega_k, \lambda(t))$ , 如式(7)所示。

$$L(u_k, \omega_k, \lambda(t)) = \alpha \sum_{k=1}^K \left\| \frac{\partial}{\partial t} [(u_k(t) + j\hat{u}_k(t)) e^{-j\omega_k t}] \right\|_2^2 + \left\| \hat{s}(t) - \sum_{k=1}^K u_k(t) \right\|_2^2 + \left\langle \lambda(t), \hat{s}(t) - \sum_{k=1}^K u_k(t) \right\rangle \quad (7)$$

式中:  $\alpha$  为惩罚项权重, 决定了频带衰减速率, 本文取值为 1000;  $\lambda(t)$  为拉格朗日乘数;  $\hat{u}_k(t)$  为  $u_k(t)$  的频域表示形式;  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  表示内积运算。

其次, 通过交替方向乘子法(alternating direction method of multipliers, ADMM)迭代更新优化每个  $u_k(t)$  和频率  $\omega_k$  直至收敛, 从而实现最小化每个模态的中心频率  $\omega_k$  和带宽最小化, 以提高时频分析的时频分辨率。具体而言, 对于固定的  $\omega_k$ , 通过式(8)对  $u_k(t)$  进行优化。

$$u_k(t) = \text{argmin}_u (L(u_k, \omega_k, \lambda(t))) \quad (8)$$

对于固定的  $u_k(t)$ , 通过式(9)对  $\omega_k$  进行优化。

$$\omega_k = \operatorname{argmin}_{\omega} \left( \alpha \sum_{k=1}^K \left\| \frac{\partial}{\partial t} [(u_k(t) + j\hat{u}_k(t))e^{-j\omega_k t}] \right\|_2^2 \right) \quad (9)$$

为了避免迭代未收敛的情况发生, 本文将最大迭代次数设为100; 超过此阈值时, 迭代会自动返回当前结果。

为了更精细化地分解反行波, 并提高对信号的时频分析的准确性与抗高频噪声干扰的能力, 本文利用VMD算法将信号分解至9层, 即式(7)中  $K=9$ 。VMD算法对信号分解的分解结果和选取的第5层本征模态函数  $IMF_5$  如附录A图A3所示。由图可见: VMD算法将降噪后的反行波信号分解为  $IMF_1$ — $IMF_8$  与残差信号; 相较于其他模态, VMD算法的频带分离机制使得  $IMF_5$  落在中频区域, 集中反映了原始反行波最具代表性和重要性的主频成分, 是能量较为集中的模态, 便于对其进行进一步处理; 且  $IMF_5$  处在相当独立的频率区间, 和其他模态之间的重叠较小, 一定程度上避免了其他模态对  $IMF_5$  频率信息的干扰; 高频模态  $IMF_1$ — $IMF_4$  包含更多的高频与干扰成分, 对原始信号的提取效果不如  $IMF_5$ ; 而低频模态  $IMF_6$ — $IMF_8$  的曲线较为平滑, 信号瞬时特征较弱, 不利于反行波波头的准确可靠识别。此外,  $IMF_5$  在中频区域具有良好的时频分辨率, 能够高精度捕捉信号的瞬时变化, 便于提取信号的频率特征, 有利于后续进一步处理。因此, 本文选取  $IMF_5$  作为研究对象, 进行故障定位研究。

### 2.3 Hilbert 变换

Hilbert 变换提供了信号在时间域和频率域的精细描述, 包括瞬时频率与瞬时幅值信息, 能够精确地定位时域突变点, 提高时频分辨率。考虑到 Hilbert 变换在提取瞬时能量谱方面的性能优势, 对 VMD 算法得到的  $IMF_5$  进一步进行 Hilbert 变换, 提取其瞬时能量谱, 瞬时能量谱峰值对应的时刻即为反行波到达保护点的时刻。将 VMD 算法与 Hilbert 变换相结合可以进一步提高对反行波波前的准确识别, 提高 VMD 算法的时频分辨率。此外, 瞬时能量谱能够更清晰地反映信号的突变特征, 在噪声环境下提高识别反行波波前的鲁棒性, 从而进一步提高故障测距的准确度。

Hilbert 变换的一般计算过程可表示为:

$$\begin{cases} \hat{y}_k(t) = \frac{1}{\pi} V_p \int_{-\infty}^{\infty} \frac{y_k(\tau)}{t-\tau} d\tau \\ z_k(t) = y_k(t) + j\hat{y}_k(t) = A_k(t)e^{j\theta_k(t)} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $V_p$  为主值积分;  $y_k(t)$  为 Hilbert 变换的输入信号, 为本文中 VMD 后得到的  $u_5(t)$ , 即  $IMF_5$ ;  $\hat{y}_k(t)$  为  $y_k(t)$  经过 Hilbert 变换的结果;  $z_k(t)$  为  $y_k(t)$  的解析信号,  $A_k(t)$ 、 $\theta_k(t)$  分别为  $z_k(t)$  的瞬时幅值、相位, 其定

义与  $z_k(t)$  后的瞬时能量谱  $E_k(t)$  可由式(11)计算。

$$\begin{cases} A_k(t) = \sqrt{y_k^2(t) + \hat{y}_k^2(t)}, \quad \theta_k(t) = \arctan \frac{\hat{y}_k(t)}{y_k(t)} \\ E_k(t) = A_k^2(t) \end{cases} \quad (11)$$

瞬时能量谱峰值对应的时刻即为反行波到达时刻。

### 2.4 故障测距算法

本文所提基于 VMD-Hilbert 变换的双端行波故障测距流程如下:

- 1) 采集直流线路两端保护电压、电流信号;
- 2) 利用相模变换计算线模电压、电流信号;
- 3) 基于行波原理, 计算反行波信号  $v_{b(1)MN}(t)$  和  $v_{b(1)NM}(t)$ ;
- 4) 利用 AWTD 算法对反行波信号进行降噪处理;
- 5) 利用 VMD 算法对降噪后的信号进行分解, 得到不同层级模态的本征模态函数;
- 6) 选取第5层本征模态函数  $IMF_5$ , 对其进行 Hilbert 变换, 计算瞬时能量谱, 得到行波抵达时刻  $t_{M1}$  和  $t_{N1}$ ;
- 7) 结合行波波速, 计算故障距离。

上述故障测距方法流程图见附录B图B1。基于 AWTD 算法和 VMD-Hilbert 变换的行波测距方法分为反行波数据提取、反行波瞬时能量谱计算、故障距离计算3个阶段。

为了度量本文所提双端行波故障测距方案的精确性, 定义测距误差  $e$  为:

$$e = \left| \frac{l^* - l}{L_{MN}} \right| \times 100\% \quad (12)$$

式中:  $l$  为实际故障距离;  $l^*$  为预测的故障距离。

## 3 PSCAD / EMTDC 仿真实验验证

### 3.1 仿真系统介绍

在 PSCAD / EMTDC 软件中搭建深远海风电并网典型模型, 如附录B图B2所示, 仿真系统参数见附录B表B1。直流线路采用 frequency-phase dependent (Phase) 电缆模型, 长度为 200 km。直流额定电压等级为  $\pm 500$  kV。交流侧电网运行频率为 50 Hz。直流线模末端设有电感参数为 40 mH 的电抗器用于抑制故障暂态电流。保护测量点  $R_{MN}$  和  $R_{NM}$  处的保护利用小波高频暂态能量检测直流故障, 故障后 2 ms 内可将动作信号发给所装配的直流断路器, 3 ms 内可将故障电流切除。保护算法与断路器的具体介绍可见文献[18-19]。PSCAD / EMTDC 软件中设置仿真步长为 1  $\mu$ s、采样频率为 1 MHz。本文采用的电缆模型的示意图见附录B图B3。仿真环境下, 在该电缆模型的不同故障位置设置不同的故

障,对测算的行波波速取均值,得到的 $v_{(1)MN}$ 和 $v_{(1)NM}$ 分别为196.07843 km/ms和196.39934 km/ms。

### 3.2 不同故障位置下的仿真验证

以金属性正极接地(下文简称PPTG)故障为例,假设永久性故障发生在0.8 s,故障距离为60 km,降噪后的反行波信号 $v_{b(1)MN}$ 、 $v_{b(1)NM}$ 及其VMD-Hilbert变换结果如图2所示。图中:幅值、 $E_5$ 均为标么值。

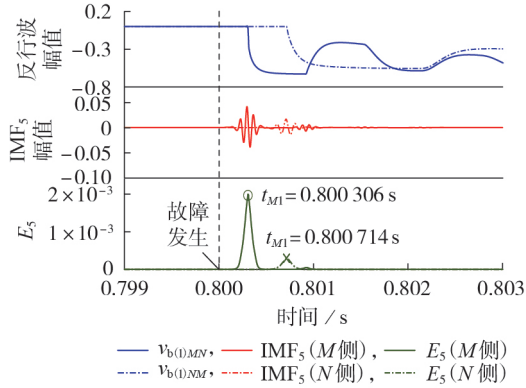


图2 金属性PPTG故障仿真结果

Fig.2 Simulative results of metallic PPTG fault

由图2可见,故障产生的反行波 $v_{b(1)MN}$ 和 $v_{b(1)NM}$ 在不同时刻到达线路两端保护测量点。进一步通过Hilbert变换对VMD算法得到的 $IMF_5$ 进行处理,能更准确地反映反行波波前的瞬时变换和反行波到达保护测量点的时刻。由图2中 $IMF_5$ 的瞬时能量谱 $E_5$ 可看出,此故障情景下, $t_{M1}$ 、 $t_{N1}$ 分别为0.800306 s和0.800714 s,故障测距的结果为60.0491 km,误差为0.0245%。可见,本文所提方法具有高精度的故障测距性能。

不同的故障距离和故障类型会影响故障测距结果,在线路MN中设置故障距离为30、50、80、100、120 km,故障类型为PPTG和极间短路(下文简称为PTP)故障,故障测距结果如附录B表B2所示。由表可见,在不同故障距离和故障类型下,本文所提方法的误差均在0.1%以内,基本不受故障距离因素的影响,这说明本文方法在不同故障距离和故障类型下都具有高精度的故障测距性能。

### 3.3 近端故障下的仿真验证

近端直流故障是直流故障测距中最具挑战性的场景之一。在近端故障情况下,行波反射、折射较为剧烈,给行波到达时刻的标定带来了巨大挑战,从而严重影响了故障测量的可靠性和精确性。以 $R_{MN}$ 处保护所测信号 $v_{b(1)MN}(t)$ 为例,典型的近端故障的反行波仿真结果附录B图B4所示。由图可见,当发生近端故障时,故障行波在故障点与边界处发生剧烈的折反射,对 $t_{M1}$ 的标定带来很大的挑战,严重时将在波头检测失败和严重失准的风险,导致现有行

波法在近端故障下的测距可靠性和准确性严重降低。为验证本文所提方法在近端故障下的性能,在线路MN中设置故障距离为1—10 km,故障类型为PPTG和PTP故障,故障测距结果如图3所示。

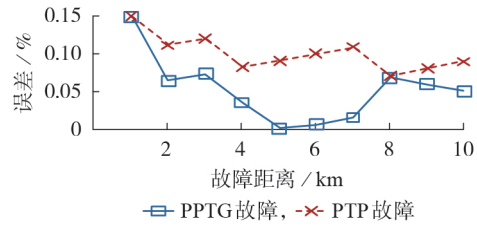


图3 近端故障测距结果

Fig.3 Fault location results under near-end faults

由图3可见:本文所提方法在近端故障下表现出较高的准确性;本文采用的VMD-Hilbert变换能够准确识别反行波到达时刻;在近端故障下,本文所提方法的最大误差为0.1566%(实际故障距离为1 km),PPTG和PTP故障的平均误差分别为0.0553%和0.1057%。因此,本文所提方法克服了大部分现有方法在近端故障下无法识别波头的困难,在近端故障下测距准确,能够满足实际工程的要求。

### 3.4 不同过渡电阻下的仿真验证

过渡电阻的大小会影响行波故障测距结果。在线路MN中设置5、70 km这2种不同的故障距离和不同的过渡电阻,故障类型为PPTG故障,本文所提方法的故障测距结果如表1所示。

表1 不同过渡电阻下本文所提方法的故障测距结果

Table 1 Fault location results of proposed method under different transition resistances

过渡电阻/ $\Omega$	$l=5$ km时的结果		$l=70$ km时的结果	
	$l^*/$ km	$e/$ %	$l^*/$ km	$e/$ %
0(金属性故障)	5.0041	0.0021	69.8610	0.0695
20	5.1022	0.0511	69.4685	0.2657
50	4.7097	0.1452	69.9591	0.0204
200	4.8079	0.0960	69.9591	0.0204
500	4.8079	0.0960	69.9591	0.0204

由表1可知,过渡电阻阻值会略微影响本文所提方法的测距精度,具体分析如下。首先,过渡电阻的存在会导致故障点反射系数升高,从而影响行波的传播过程。具体表现为行波在故障点受到较为复杂的反射和折射,形成叠加效应。这种叠加效应在时域信号中使得反行波波前更加复杂,与金属性故障相比,会产生一定的误差。其次,过渡电阻下的行波信号可能包含较多的高频成分,而这些高频分量由于电缆的频率特性,在传播过程中容易发生衰减或畸变,从而影响本文所提VMD-Hilbert变换的波前信号提取精度。此外,存在过渡电阻时,反行波信号的波头形态更加复杂,导致波头到达时刻的标定精度受到影响。综上所述,过渡电阻影响下的误差是

由行波信号的复杂性、测距算法特性及实验条件共同作用的结果。总体上,虽然误差有波动,但在不同故障距离(近、远端故障)、金属性故障和不同过渡电阻阻值故障条件下,表1中的10组误差均较小,最大误差为0.2657%。由此可见,本文所提方法具有一定的抗过渡电阻能力。在后续研究中,笔者将继续优化算法,深入分析不同过渡电阻对故障测距精度的影响机理,并建立更精确的过渡电阻与测距误差关系模型。

### 3.5 不同噪声影响下的仿真验证

噪声干扰会对行波数据处理带来很大的干扰,从而影响最终的故障测距结果。为了验证所提方法的抗噪声干扰能力,在原始保护录波信号中加入不同强度的高斯白噪声进行鲁棒性测试。故障类型为PPTG故障,故障距离为40 km。由于噪声为随机信号,每组噪声测试均重复30次,其余条件不变,取30次噪声测试结果的平均值作为最终的故障测距结果,见附录B表B3。由表可知,噪声的强度会影响该方案的精度:噪声越强,故障测距结果的精度越低;在35 dB的噪声强度下,平均误差为0.1799%,最大误差为0.1843%;当噪声进一步增强至信噪比小于30 dB时,本文所提方法的平均误差和最大误差显著增加,故障测距的准确性与可靠性将无法保证。本文所提方法引入了AWTD算法的降噪环节,相比于现有大多数通过时频分析法标定波头的行波测距方法,显著提升了抗噪声能力,能够耐受35 dB的噪声干扰。由于更强的噪声干扰情况在实际中并不常见,因此本文所提方法的抗噪能力(35 dB)足以适用于实际工程中;对于更强噪声干扰情况的抑制措施和方案,未来需要进一步的研究。

### 3.6 不同采样频率下的仿真验证

采样频率大小会影响VMD算法分解的时频分辨率与固定时间窗内反行波采样点数。采样频率越高,VMD算法对信号频率分量的分解精度越高,对行波到达时刻的识别越准确。因此,采样频率的大小一定程度上影响了行波故障测距算法的处理速度和测距精度。行波保护往往需要高于IEC-61869-9标准所允许的最大采样频率96 kHz以实现波头的准确可靠识别。为测试本文所提方法在不同采样频率下的效果,设置故障类型为金属性PPTG故障,故障距离为50 km,分别在采样频率10、20、50、100、200、500、1 000、2 000 kHz下进行测试(其他故障与仿真条件不变),结果如附录B表B4所示。由表可知,采样频率对本文所提方法的故障测距结果有较大影响:当采样频率为2 MHz时,故障测距精度较采样频率为1 MHz时的结果进一步提升,误差仅为8.2 m(0.0041%),对于200 km的直流海缆而言,这一误差非常小,能够极大地缩短故障电缆的修复时间;随着

采样频率的降低,故障测距精度也随之降低;当采样频率为50 kHz时,误差为0.4702%,接近0.5%;当采样频率为实际工程常用的10 kHz和20 kHz时,本文所提方法的故障测距精度和可靠性显著降低。一方面,基于行波的测距方法依赖于波头标定,采样频率对故障测距结果产生影响;另一方面,所采用的VMD-Hilbert变换算法也需要较高的采样频率来保证较高的时频分辨率,以确保故障时刻的准确识别。以 $R_{MN}$ 处的保护为例,不同采样频率下的保护死区如表2所示。

表2 不同采样频率下的保护死区范围( $e>1\%$ )

Table 2 Relay dead zone under different sampling frequencies( $e>1\%$ )

采样频率 / kHz	死区范围 / km	采样频率 / kHz	死区范围 / km
10	17.75	200	0.98
20	5.50	500	—
50	2.30	1000	—
100	1.96	2000	—

由表2可知:总体上,本文所提方法在采样频率大于50 kHz时,均能保证足够的精度;当采样频率高于500 kHz时,本文所提方法能够实现无故障测距死区。实际应用中,对采样频率的选择应结合硬件水平、测距精度要求、数据传输、存储水平等综合因素来确定。对于本文所提方法在采样频率为10、20 kHz时的故障测距性能,未来需要进一步的研究。

### 3.7 不同故障测距方法对比

文献[13]和文献[20]分别提出了利用S变换和DWT检测波头的行波故障测距方法。在不同故障距离下,利用仿真系统对用本文所提方法与上述方法进行对比分析,结果如图4所示。

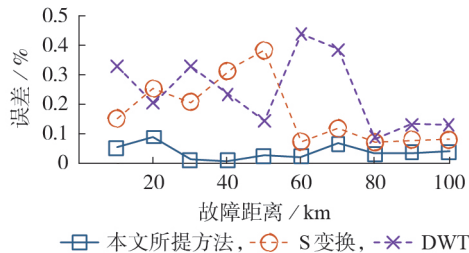


图4 不同故障测距方法的对比结果

Fig.4 Comparison of fault location results among different methods

由图4可见,在相同的故障与仿真环境下,本文所提方法的误差明显低于另外2种方法。这主要是因为本文采用的VMD-Hilbert变换对反行波波前进行分解,通过 $IMF_5$ 的瞬时能量谱捕捉信号时域局部特征,相比于S变换和DWT,本文所提方法的模态分解能力更强,而DWT和S变换会因为频带划分不够精细或分辨率不足,导致对复杂信号的分解不够准

确。其次,VMD-Hilbert变换能够得到较高的时频分辨率与各模态的瞬时频率、振幅信息,从而更好地识别信号中的突变。而DWT和S变换的时频分辨率会受到不固定的分辨率限制。此外,VMD-Hilbert变换可以获得信号的瞬时频率、振幅等时变特征,有助于更准确地识别信号的突变位置和幅度。相比之下,DWT依赖于固定尺度的多分辨率分析,S变换虽然结合了短时傅里叶变换的优点,但瞬时信息提取能力较弱。综上所述,本文方法能够更准确捕捉反行波波前的时域突变点,使得故障测距更加准确、可靠性更高。

#### 4 RTDS实时仿真验证

本章对所提故障测距方法在RTDS仿真平台中进行实时仿真验证。在RTDS仿真平台中搭建如附录B图B5所示的三端测试系统。系统直流电压等级为 $\pm 525$  kV,半桥型MMC的额定功率为1000 MW。直流线路采用频变参数模型,详见图B3,线路出口配有VARC直流断路器<sup>[19]</sup>。故障线路MN的长度为300 km,系统仿真步长为 $50 \mu\text{s}$ ,采样频率为20 kHz,直流电抗器大小为80 mH。换流器控制策略及系统详细参数见文献<sup>[21]</sup>。

在线路MN上设置金属性PPTG故障,故障时刻为0.2 s,故障距离为105 km,仿真结果如图5所示。

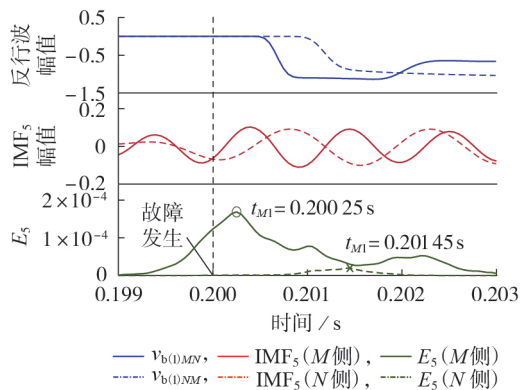


图5 本文所提方法的RTDS结果

Fig.5 RTDS results of proposed method

由图5可见:故障行波在不同时刻到达保护测量点;反行波波前波形近似指数函数,与前述理论值吻合;经VMD后的 $\text{IMF}_5$ 由于采样频率较低,时频分辨率严重下降,但经过Hilbert变换后, $\text{IMF}_5$ 的瞬时能量谱的最大值能反映出行波到达时刻,分别为0.200 25 s和0.200 145 s,进一步论证了将VMD和Hilbert变换结合的有效性与必要性。图5中,本文所提方法的故障测距的结果为105.9689 km,误差为0.4845%,相较于PSCAD/EMTDC环境中高采样频率下的结果(见表B4),精度有所下降,但考虑到采样频率20 kHz的限制,该误差在可接受的范围内。

其他故障距离和噪声条件下本文所提方法的RTDS结果见附录B表B5。表中:35 dB噪声下的误差为重复30次仿真后的误差均值。由表可知:在无噪声情况下,本文所提方法在RTDS平台中的故障测距总体误差小于0.5%;在存在35 dB强噪声干扰的情况下,针对7种不同故障距离进行210次RTDS仿真的平均误差为1.4310%,结果较为理想。因此,本文所提方法在RTDS平台中具有较高的精度和耐受35 dB噪声的能力,具备较好的实际应用价值。

#### 5 结论

精准的直流海缆故障测距技术对于我国发展深远海风电及柔性直流并网系统、保障海上风电的安全稳定至关重要。本文提出利用AWTD算法对反行波波前进行降噪预处理,并结合VMD、Hilbert变换对反行波波前进行波头定标,最终构建了双端行波测距方法。基于实际工程参数,在PSCAD/EMTDC和RTDS平台上搭建了仿真模型,对所提方法进行了大量仿真,得到以下主要结论。

1)采用AWTD算法对行波数据进行降噪预处理,极大地提高了在噪声干扰下波头标定的准确性和可靠性,能够准确识别行波到达保护测量点的准确时刻,为行波的进一步解析奠定了基础。本文方法在35 dB强噪声干扰下,在PSCAD/EMTDC环境下的平均误差为0.3761%,在RTDS环境下的平均误差为1.4310%,有效地提高了对噪声的抗干扰能力。

2)利用VMD算法对降噪后的行波数据进行分解,得到蕴含与故障距离相映射的时频信息本征模态函数。由于Hilbert变换可以提供信号的瞬时幅值和相位信息,从而更精确地描述信号的局部特性。为进一步提高在近端故障下波头标定的准确性,利用Hilbert变换对 $\text{IMF}_5$ 进行进一步处理,得到其瞬时能量谱,并利用瞬时能量谱的最大值实现对行波波头的标定。VMD和Hilbert变换相结合提高了VMD的时频分辨率和近端故障下的测量精度。

3)基于PSCAD/EMTDC和RTDS的大量仿真结果表明,本文所提方法不受故障距离和故障类型的影响,在近端故障和不同采样频率下均能进行精准测距,能够耐受最大为500  $\Omega$ 的过渡电阻和35 dB的强噪声干扰。该方法设计合理简单,结果精准,具有工程应用价值。

在未来的研究中,将进一步研究噪声对信号的影响,提升AWTD算法的去噪能力;探索如何在低采样频率条件下进一步缩短测距死区,从而提高测距系统在实际应用中的精度;研究过渡电阻对测距精度的影响机制,分析其对行波信号的具体影响,并建立相应的模型,以实现在存在过渡电阻的故障工况下更精准的故障测距结果。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] 高校平,张晨浩,宋国兵,等.海上风电低频输电系统低频侧不对称故障控制策略[J].电力自动化设备,2023,43(10):160-166.  
GAO Xiaoping, ZHANG Chenhao, SONG Guobing, et al. Control strategies of offshore wind power low frequency transmission system under asymmetric fault of low-frequency side[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(10): 160-166.
- [2] 江守其,徐亚男,李国庆,等.提升海上风电经柔直联网系统频率稳定性的协调控制策略[J].电力自动化设备,2023,43(9):194-201.  
JIANG Shouqi, XU Yanan, LI Guoqing, et al. Coordinated control strategy for improving frequency stability of MMC-HVDC connecting offshore wind power[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(9): 194-201.
- [3] 晁晨翔,郑晓冬,叶海,等.针对海上风电场汇集线路单相接地故障的柔直侧新型距离保护方案[J].中国电机工程学报,2024,44(15):5899-5908.  
CHAO Chenxu, ZHENG Xiaodong, YE Hai, et al. A novel MMC-side distance protection scheme for single-phase grounding fault of offshore wind farm collection line[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(15): 5899-5908.
- [4] 张艳霞,王海东,李婷,等.LCC-VSC混合直流输电线路的组合型单端故障定位方法[J].电力系统自动化,2019,43(21):187-194.  
ZHANG Yanxia, WANG Haidong, LI Ting, et al. Combined single-end fault location method for LCC-VSC hybrid HVDC transmission line[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(21): 187-194.
- [5] 束洪春,田鑫萃,张广斌,等. $\pm 800$  kV直流输电线路故障定位的单端电压自然频率方法[J].中国电机工程学报,2011,31(25):104-111.  
SHU Hongchun, TIAN Xincui, ZHANG Guangbin, et al. Fault location for  $\pm 800$  kV HVDC transmission lines using natural frequency of single terminal voltage data[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(25): 104-111.
- [6] 宋国兵,李德坤,褚旭,等.基于参数识别原理的VSC-HVDC输电线路单端故障定位[J].电网技术,2012,36(12):94-99.  
SONG Guobing, LI Dekun, CHU Xu, et al. One-terminal fault location for VSC-HVDC transmission lines based on principles of parameter identification[J]. Power System Technology, 2012, 36(12): 94-99.
- [7] XU Jianzhong, LÜ Yu, ZHAO Chengyong, et al. A model-based DC fault location scheme for multi-terminal MMC-HVDC systems using a simplified transmission line representation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 35(1): 386-395.
- [8] WANG Binlin, LIU Yu, LU Dayou, et al. Transmission line fault location in MMC-HVDC grids based on dynamic state estimation and gradient descent[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 36(3): 1714-1725.
- [9] ILIYAEIFAR M M, HADAEGHI A. Extreme learning machine-based fault location approach for terminal-hybrid LCC-VSC-HVDC transmission lines[J]. Electric Power Systems Research, 2023, 221: 109487.
- [10] LAN Sheng, CHEN Moujie, CHEN Duanyu. A novel HVDC double-terminal non-synchronous fault location method based on convolutional neural network[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(3): 848-857.
- [11] YANG Qingqing, LE BLOND S, AGGARWAL R, et al. New ANN method for multi-terminal HVDC protection relaying[J]. Electric Power Systems Research, 2017, 148: 192-201.
- [12] 段建东,刘静,陆海龙,等.基于行波瞬时频率的高压直流输电线路故障测距方法[J].中国电机工程学报,2016,36(7):1842-1848.  
DUAN Jiandong, LIU Jing, LU Hailong, et al. Fault location method based on traveling-wave instantaneous frequency for HVDC transmission lines[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1842-1848.
- [13] WANG Dong, LIU Jinzhi, HOU Mengqian. Novel travelling wave fault location approach for overhead transmission lines[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2024, 155: 109617.
- [14] 张晨浩,闫吉飞,吕艺超,等.不依赖电源特性的交流线路单端量保护[J].电力系统自动化,2023,47(22):33-43.  
ZHANG Chenhao, YAN Jifei, LÜ Yichao. Single-ended protection for AC line independent of power source characteristics[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(22): 33-43.
- [15] 李泽文,赵廷,席燕辉,等.基于Kalman滤波算法的电网故障行波检测方法[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(6):31-38.  
LI Zewen, ZHAO Ting, XI Yanhui, et al. Traveling wave fault detection method for power grid based on Kalman filtering algorithm[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(6): 31-38.
- [16] WANG Jian, ZHANG Yanxia. Traveling wave propagation characteristic-based LCC-MMC hybrid HVDC transmission line fault location method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(1): 208-218.
- [17] NANAYAKKARA O M K K, RAJAPAKSE A D, WACHAL R. Location of DC line faults in conventional HVDC systems with segments of cables and overhead lines using terminal measurements[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 27(1): 279-288.
- [18] ZHANG Mingguang, WANG Heng. Fault location for MMC-MTDC transmission lines based on least squares-support vector regression[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(16): 2125-2130.
- [19] LIU Le, LEKIĆ A, POPOV M. Robust traveling wave-based protection scheme for multiterminal DC grids[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(5): 3117-3129.
- [20] FAYAZI M, JOORABIAN M, SAFFARIAN A, et al. A single-ended traveling wave based fault location method using DWT in hybrid parallel HVAC/HVDC overhead transmission lines on the same tower[J]. Electric Power Systems Research, 2023, 220: 109302.
- [21] LIU Siyuan, POPOV M, MIRHOSSEINI S S, et al. Modeling, experimental validation, and application of VARC HVDC circuit breakers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 35(3): 1515-1526.

## 作者简介:

刘乐(1996—),男,助理教授,博士,主要研究方向为电力系统保护与控制(E-mail: liule@xjtu.edu.cn);

陈旭明(2001—),男,博士研究生,主要研究方向为电动汽车与电网互动、综合能源优化调度(E-mail: chenxuming@stu.xjtu.edu.cn)。

康小宁(1968—),男,教授,博士研究生导师,主要研究方向为新型继电保护原理、新能源电力系统及自动化(E-mail: kangxn@xjtu.edu.cn)。

(编辑 任思思)



## Dual-end traveling wave fault location method for deep-sea offshore wind-integrating system via MMC-HVDC using instantaneous energy spectrum of wavefront of backward traveling wave

LIU Le<sup>1</sup>, CHEN Xuming<sup>1</sup>, KANG Xiaoning<sup>1</sup>, MA Xiaowei<sup>1,2</sup>, LI Shichuang<sup>1</sup>,  
ZHAO Boyang<sup>1</sup>, LI Xinying<sup>1</sup>, LIU Xin<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;  
2. Northwest Branch of State Grid Corporation of China, Xi'an 710048, China)

**Abstract:** The accuracy and reliability of existing traveling wave fault location methods are significantly affected by factors such as the protection sampling frequency, strong noise interference, short fault distance and high transition resistance. To address these issues, a dual-end traveling wave fault location method based on wavelet adaptive threshold denoising (AWTD) and variational mode decomposition (VMD) combined with Hilbert transform is proposed. The AWTD algorithm is utilized to preprocess the fault traveling wave data for noise reduction. Then, the VMD algorithm is applied to extract high-frequency intrinsic mode functions (IMFs) containing fault distance information. The fifth-level IMF is processed using the Hilbert transform to obtain its instantaneous energy spectrum. By utilizing the maximum value of the instantaneous energy spectrum, the traveling wave arrival times at both ends are achieved, thus obtaining precise timing for the arrival of traveling waves at relay points, so the fault distance can be predicted by combining the traveling wave velocities at both ends of the line. Extensive tests are carried out by dual-end and three-end typical deep-sea wind power integrated grid models established in the PSCAD/EMTDC and RTDS simulation platforms, the results demonstrate that the proposed fault location method is not affected by fault resistance or fault type, and can achieve accurate fault localization under different sampling frequencies, near-end faults, strong noise interference and real-time simulation environments. Therefore, the proposed method has certain engineering application value.

**Key words:** deep-sea offshore winds; traveling wave based fault location; wavelet adaptive threshold denoising; variational mode decomposition; Hilbert transform; instantaneous energy spectrum

(上接第71页 continued from page 71)

## Abnormal state detection method based on dynamic clustering of wind turbines

YU Huanan, LI Jingyu, WANG He, LI Shiqiang, BIAN Jing

(Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology Ministry of Education,  
Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of abnormal state detection of wind turbine (WT), a method of abnormal state detection of WT considering the operating state of similar WTs is proposed. Based on sliding time-window and *K*-means clustering algorithm, the WT operation data are analyzed, the dynamic clustering method of WTs is proposed, and then the WT clustering considering spatio-temporal correlation is established. The WLNGO (adaptive weight and Levy flight based northern goshawk optimization) algorithm is proposed. The 5-fold cross validation (5CV) is used to improve WLNGO algorithm, and the WLNGO-5CV algorithm is proposed, which is used to optimize the hyperparameters of the kernel extreme learning machine (KELM), and the WLNGO-5CV-KELM regression model is further proposed. Then, the real-time warning threshold is obtained by combining the sliding time-window with the statistical analysis of the prediction residuals of similar WTs, which eliminates the influence of working conditions and other factors on WTs, and is able to reliably detect the anomalies of target WT. The effectiveness and accuracy of the proposed method are verified by simulation analysis of actual data from a wind farm in Northeast China.

**Key words:** wind turbines; WLNGO-5CV-KELM regression model; spatio-temporal correlation; dynamic clustering; abnormal state detection; supervisory control and data acquisition system

附录 A

表 A1 线模、零模网络故障点电压源初值  
Table A1 Initial voltage values of fault point in line- and zero-mode network

电压源	初值		
	PPTG	NPTG	PTP
$\Delta U_{F1}$	$\frac{-\sqrt{2}V_f Z_{c(1)}}{Z_{c(1)} + Z_{c(0)} + 4R_f}$	$\frac{-\sqrt{2}V_f Z_{c(1)}}{Z_{c(1)} + Z_{c(0)} + 4R_f}$	$\frac{-\sqrt{2}V_f Z_{c(1)}}{Z_{c(1)} + R_f}$
$\Delta U_{F0}$	$\frac{-\sqrt{2}V_f Z_{c(1)}}{Z_{c(1)} + Z_{c(0)} + 4R_f}$	$\frac{\sqrt{2}V_f Z_{c(1)}}{Z_{c(1)} + Z_{c(0)} + 4R_f}$	0

表 A1 中： $V_f$  为线路额定直流电压； $Z_{c(1)}$ 、 $Z_{c(0)}$  分别为线模、零模行波特征阻抗； $R_f$  为过渡电阻（仅考虑过渡电阻为线性）；PPTG 表示正极接地故障；NPTG 表示负极接地故障；PTP 表示极间短路故障。由表 A1 可知，故障类型为 PTP 时，故障点初值电压  $\Delta U_{F0}=0$ ；为反映所有故障类型，下文的分析均选用线模网络与信号。

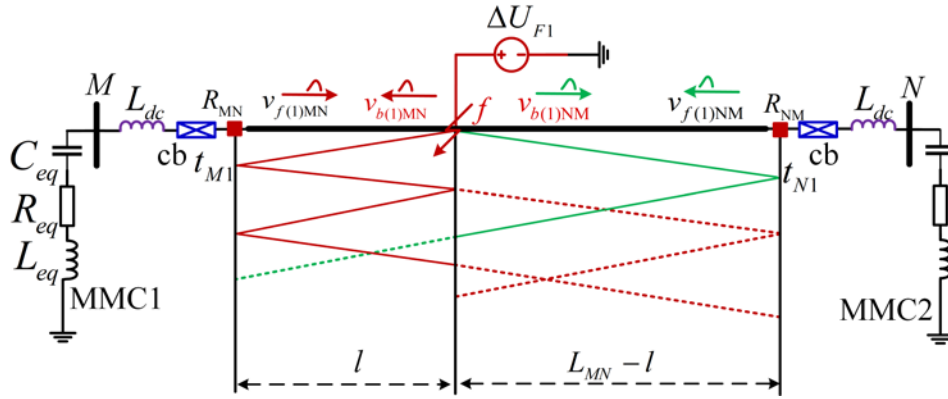


图 A1 直流故障行波示意图

Fig.A1 Illustration of DC fault traveling waves

图 A1 中： $L_{dc}$  为线路边界直流电抗器；cb 为直流断路器； $M$ 、 $N$  为线路  $MN$  的端点； $L_{MN}$  为线路  $MN$  的长度； $l$  为故障距离； $R_{MN}$  和  $R_{NM}$  为线路两端保护测量点；MMC 型换流站可等值简化为串联 RLC 型等值阻抗，计算公式如式 (A1) 所示。

$$R_{eq} = \frac{2}{3}(R_{arm} + R_{on}), L_{eq} = \frac{2}{3}L_{arm}, C_{eq} = \frac{6C_{sm}}{N_{sm}} \quad (A1)$$

式中： $R_{arm}$  和  $R_{on}$  分别为 MMC 型换流站桥臂等值电阻和 IGBT 导通电阻； $L_{arm}$  为 MMC 型换流站桥臂等值电感； $C_{sm}$  为半桥型子模块等值电容； $N_{sm}$  为换流站桥臂子模块数。具体数值取决于换流站具体参数。

根据行波定理，故障点产生的电压与电流行波沿线路传播，并在波阻抗不连续处，如线路边界与故障点折反射。行波随距离变化的表达式为：

$$\begin{cases} V_{(1)}(l, t) = v_{b(1)}(t - \frac{l}{v_{(1)}}) + v_{f(1)}(t + \frac{l}{v_{(1)}}) \\ I_{(1)}(l, t) = \frac{1}{Z_{c(1)}} [v_{b(1)}(t - \frac{l}{v_{(1)}}) - v_{f(1)}(t + \frac{l}{v_{(1)}})] \end{cases} \quad (A2)$$

式中： $v_{(1)}$  为行波在线模网传播波速度；由故障点向线路边界方向传播的波称为反行波，由线路边界反射回并朝向故障点方向的波称为前行波，分别记作  $v_{b(1)}$  和  $v_{f(1)}$ ，具体可见图 A1。反行波波前因未经过边界折射或反射，受到的边界条件影响较小，这一特性使得反行波波前较为适用于故障测距的研究，因为它能更直接地反映故障距离信息，而不包含多次反射或折射可能导致的畸变信号。图 A1 中线路  $M$  保护测量点  $R_{MN}$  处反行波  $v_{b(1)MN}$  的  $S$  域近似表达式为<sup>[19]</sup>：

$$v_{b(1)MN}(s) = \frac{\Delta U_{F1}}{s} P(s) \approx \frac{\Delta U_{F1}}{s} \frac{1-kl}{1+stl} e^{-s \frac{l}{v_{(1)}}} \quad (A3)$$

式中： $P(s)$ 为刻画反行波传播过程衰减与畸变的传播函数； $k$ 用来描述反行波幅值的衰减因子， $\tau$ 为描述行波相位衰减的时间常数， $k$ 和 $\tau$ 的取值有具体线路参数决定；指数项用于描述行波传播的时间延迟特性。

对式 A(3)进行拉氏逆变换，可以得到 $v_{b(1)MN}(s)$ 的时域表达式，如式（A4）所示。

$$v_{b(1)MN}(t) = A_0(1 - e^{-\frac{t-T_{d0}}{\tau_0}})u(t - T_{d0}) \quad (A4)$$

$$A_0 = \Delta v_{F1}(1 - kl), \quad \tau_0 = \tau l, \quad T_{d0} = l/v_{(1)} \quad (A5)$$

式中： $A_0$ 和 $\tau_0$ 为反行波系数； $T_{d0}$ 为传播时间延迟； $u(t - T_{d0})$ 为阶跃函数。

需要指出的是，式(A4)、(A5)所示的表达式仅为反行波波前，即反行波初段信号；根据反行波的定义，保护测量点 $R_{NM}$ 处测量的 $v_{b(1)NM}(t)$ 仅需将公式中的 $l$ 替换为 $L_{MN} - l$ 。假设故障发生在 0.8s 时刻，故障距离为 50km,以金属性 PPTG 故障为例，故障前、后反行波的仿真波形如图 A2 所示。

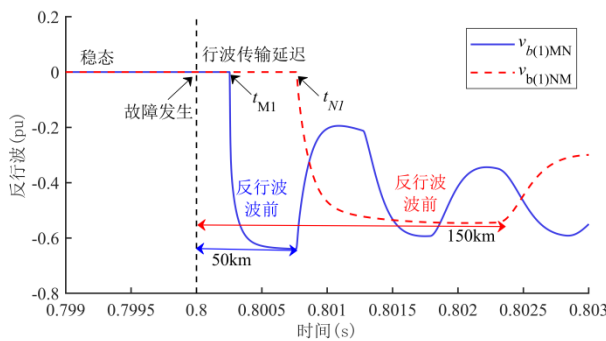


图 A2 反行波仿真波形

Fig.A2 Simulative waveforms of backward traveling waves

由图 A2 可见，线路两端的反行波在稳态均为 0；故障后，由故障点等值电压源 $\Delta U_{F1}$ 产生的响应激励向线路两侧传播，经不同的时间延迟到达保护处。其反行波波前近似为指数函数，与理论表达式(A4)的推论相吻合。此外，根据式(A4)、(A5)可知，反行波 $v_{b(1)MN}(t)$ 独立于直流边界 $L_{dc}$ 。相较于完整行波信号，选用反行波波前作为行波测距的研究对象，可有效地减小线路直流边界条件对行波信号测量的影响。

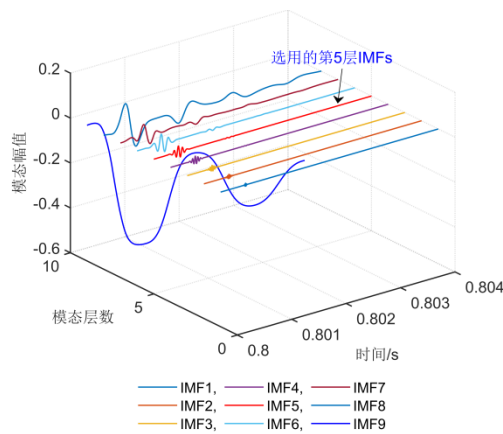


图 A3 VMD 结果

Fig.A3 VMD results

附录 B

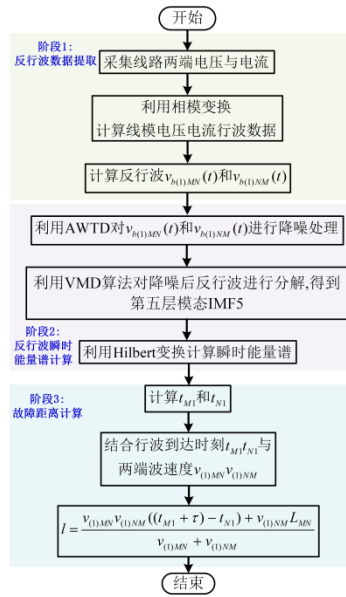


图 B1 所提故障测距方案示意图

Fig.B1 Flowchart of proposed fault location scheme

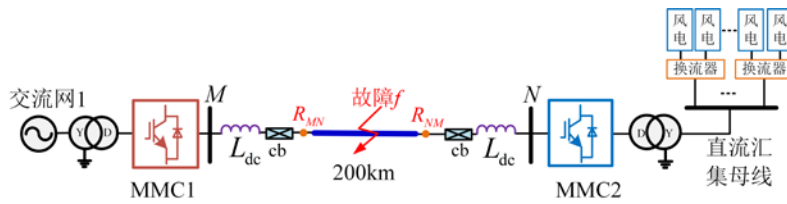


图 B2 仿真系统示意图

Fig.B2 Schematic diagram of simulation system

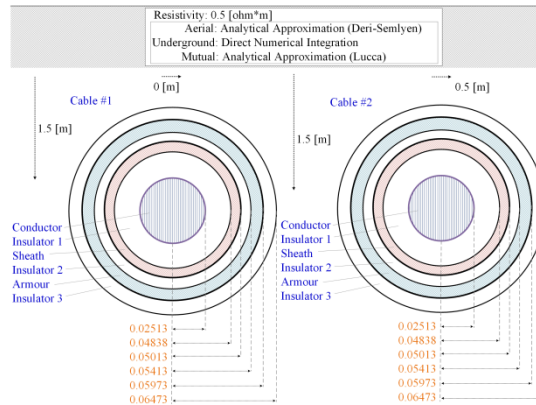


图 B3 所用直流海缆模型示意图

Fig.B3 Configuration of studied DC submarine cable model

表 B1 仿真系统参数

Table B1 Parameter of the testing system

参数	MMC1	MMC2
额定容量	1000MV·A	1000MV·A
额定直流电压	± 500kV	± 500kV
子模块数 $N$	200	200
桥臂电容 $C_{sm}$	15000 $\mu$ F	15000 $\mu$ F
桥臂电感 $L_{arm}$	5mH	5mH
IGBT 导通电阻 $R_{on}$	1.361 m $\Omega$	5.445 m $\Omega$
直流电抗器 $L_{dc}$	40mH	40mH

表 B2 不同故障位置故障测距结果

Table B2 Fault location results under various fault distance

$l/\text{km}$	PPTG 故障		PTP 故障	
	$l^*/\text{km}$	$e/\%$	$l^*/\text{km}$	$e/\%$
30	30.0245	0.0122	29.8283	0.0859
50	49.9428	0.0286	49.8446	0.0777
80	80.0654	0.0327	79.9673	0.0164
100	100.0818	0.0409	100.0818	0.0409
120	120.0981	0.0491	120.1962	0.0981

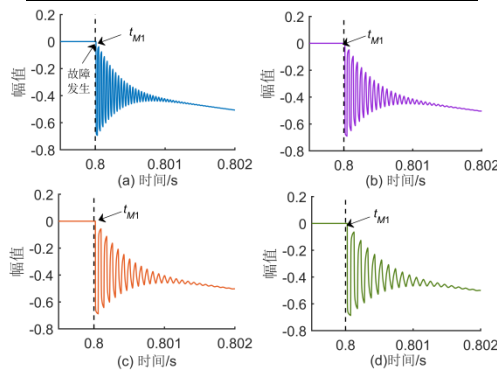


图 B4 近端故障下反行波仿真结果

Fig.B4 Simulative results of backward voltage TWs under close-in faults

注：图 B4 (a) — (d) 对应的实际故障距离分别为 2、3、4、5km。

表 B3 不同噪声下本文所提方法的故障测距结果

Table B3 Fault location results of proposed method under different noises

噪声/dB	$l^*/\text{km}$	平均误差/%	最大误差/%
0 (无噪声)	40.2289	0.1144	0.1144
50	40.2289	0.1144	0.1155
40	40.3271	0.1636	0.1758
35	39.6402	0.1799	0.1843
30	39.2478	0.3761	0.5617

表 B4 不同采样频率下本文所提方法的故障测距结果  
Table B4 Fault location results of proposed method under different sampling frequencies

采样频率	$t_{M1}/s$	$t_{N1}/s$	$l^*/km$	$e/\%$
10kHz	0.8003	0.8008	51.0221	0.5111
20kHz	0.8003	0.80075	55.9280	2.9640
50kHz	0.80024	0.80076	49.0597	0.4702
100kHz	0.80025	0.80077	49.0597	0.4702
200kHz	0.800255	0.80077	49.5503	0.2248
500kHz	0.800254	0.800766	49.8446	0.0777
1MHz	0.800255	0.800766	49.9428	0.0286
2MHz	0.800254	0.8007645	49.9918	0.0041

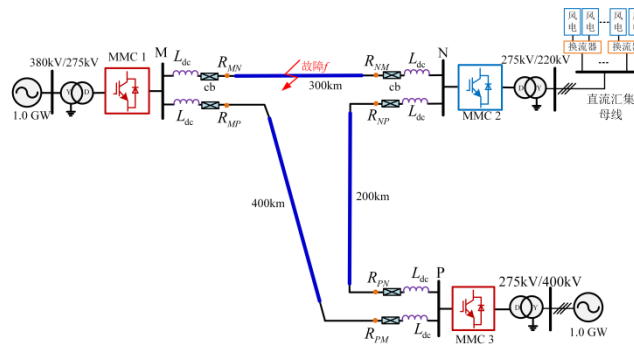


图 B5 RTDS 三端仿真系统示意图

Fig.B5 Schematic diagram of RTDS three-terminal real time testing system

表 B5 RTDS 仿真故障测距结果  
Table B5 Fault location results in RTDS platform

实际故障距离/km	无噪声下的结果		35dB 噪声下的结果	
	$l^*/km$	$e/\%$	$l^*/km$	平均误差/%
105	105.9689	0.3230	109.2396	1.4132
120	120.6868	0.2289	123.1398	1.0466
135	135.4047	0.1349	137.8577	0.9526
150	150.1226	0.0409	147.6696	0.7768
165	164.8406	0.0531	167.2789	0.7596
180	179.5585	0.1472	182.0115	0.6705
195	194.2764	0.2412	191.8234	1.0589