

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240404

# 基于波速度比例因子的混合多端直流输电线路故障测距方法

戴志辉, 奚潇睿, 李杭泽, 牛宝仪

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 河北 保定 071000)

**摘要:** 针对现有行波测距方法受波速度影响大、抗同步误差能力弱、反射波头标定困难、在多端直流输电系统中适应性差等问题, 提出一种基于波速度比例因子的混合多端直流输电线路故障测距方法。首先分析波速度的沿线变化特性, 并充分利用同一测点处不同模量波速度变化趋势相同而变化快慢不同的特点, 定义能够间接反映故障距离的波速度比例因子。其次分别采用插值拟合及定量推导的方法求解该比例因子随故障距离变化的拟合曲线与计算曲线, 利用其单调性差异提出联立曲线求解故障距离的测距方案。为准确标定故障行波, 提出一种结合鲁棒局部均值分解与多分辨奇异值分解的波头标定方法, 并利用标定结果设计基于时差特性的故障支路识别判据。最后经仿真验证表明, 所提方法测距精度较高, 计算量小, 不受同步误差影响, 且具有较强的耐过渡电阻(500  $\Omega$ )和抗噪声(20 dB)能力, 在不同线路中的适用性强。

**关键词:** 混合多端直流输电系统; 故障测距; 波速度变化特性; 行波波头标定; 插值拟合

## Fault location method for hybrid multi-terminal DC transmission lines based on wave velocity scale factor

DAI Zhihui, XI Xiaorui, LI Hangze, NIU Baoyi

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Resources,  
North China Electric Power University, Baoding 071000, China)

**Abstract:** Aiming at the issues of existing traveling wave location methods, such as high sensitivity to wave velocity, poor resistance to synchronization errors, difficulty in calibrating the wave head of reflected waves, and poor adaptability in multi-terminal HVDC systems, a fault location method for hybrid multi-terminal HVDC lines based on the wave velocity scale factor is proposed. First, the variation characteristics of wave velocity along the line are analyzed. By leveraging the fact that the wave velocities of different modulus at the same measuring point exhibit the same trend but different rates of wave velocity variation, a wave velocity scale factor which can indirectly reflect the fault distance is defined. Second, the fitting curve and calculation curve between the scale factor and the fault distance are solved by interpolation fitting and quantitative derivation, respectively. Based on the monotone difference of the above curves, a fault location scheme is proposed to solve the fault distance with parallel curves. To accurately identify the fault traveling wave head, a wave head calibration method combining robust local mean decomposition and multi-resolution singular value decomposition is proposed. Based on the calibration results, a time-delay-based criterion is designed for identifying the fault branch. Finally, simulation results show that the proposed location method has high accuracy, low computational complexity, immunity to synchronization error, strong resistance to transition resistance (500  $\Omega$ ) and noise (20 dB), and excellent adaptability across different transmission lines.

This work is supported by the Natural Science Foundation of Hebei Province (No. E2024502043).

**Key words:** hybrid multi-terminal high voltage direct current system; fault location; wave velocity variation characteristics; traveling wave head calibration; interpolation fitting

## 0 引言

在我国能源供给与负荷需求呈逆向分布的背景

下, 高压直流输电是促进资源合理配置、优化能源结构、推动电力清洁低碳发展的重要技术支撑<sup>[1-2]</sup>。现有直流输电方式中, 基于电网换相换流器(line commutated converter, LCC)的直流输电技术成熟, 但逆变侧易发生换相失败<sup>[3]</sup>; 而基于模块化多电平换

基金项目: 河北省自然科学基金项目资助(E2024502043)

流器(modular multilevel converter, MMC)的直流输电技术无换相失败问题,但容量提升困难;为此,结合LCC及MMC优势的混合多端直流输电凭借其运行方式灵活、输送损耗低、容量大等特点成为近年来电力远距离、大容量输送的新手段,且已在昆-柳-龙特高压混合多端直流输电工程中成功应用<sup>[4]</sup>。然而由于其输送距离远,途经地形复杂,直流线路故障概率高,人工巡线困难,其在故障测距领域仍面临技术难题,因此需研究快速准确的故障测距方法用于指导故障排查,保障电力系统快速恢复至稳定状态<sup>[5-6]</sup>。

现有直流输电故障测距方法主要包括行波法、固有频率法以及故障分析法3类<sup>[7]</sup>。其中行波法由于不易受运行方式影响且无需提取固有频率,已得到了广泛的研究和应用,其关键在于行波波头的标定及波速度的选取。

针对波头标定的问题:文献[8]基于小波变换提出一种不受同步误差影响的双端测距方法,但小波变换存在自适应差且标定结果受基函数选择影响较大等缺陷。文献[9]在传统双端测距法的基础上,利用自适应噪声完备集合经验模态分解和改进的Teager能量算子标定行波波头到达时间从而实现了故障定位。文献[10]结合小波阈值、互补集合经验模态分解以及Hilbert变换来标定行波,提出一种混合三端直流输电线路测距方法,测距精度较高。文献[11]提出利用变分模态分解和Teager能量算子标定行波并通过不断迭代的方式求解故障距离。上述基于模态分解的波头标定方法自适应性较好,但计算普遍复杂。此外,Hilbert变换存在负频率的问题,改进的经验模态算法缺乏明确的理论依据且算法参数选择困难,对标定结果影响较大。

针对波速度选取困难的问题:文献[12]根据零模波速度的变化特性,提出基于最小二乘拟合的改进双端行波测距方法,但该方法依赖同步采样时钟,在同步误差较大时测距精度难以保障。文献[13]通过标定行波到达两端测点的初始行波及反射波,提出一种不受线路模型影响的单端测距方法。文献[14]提出一种无需波速度选取的故障测距方案,但其通过消除测距公式中的波速度变量以避免波速的选取,忽略了行波向线路两端传播的速度差异,当故障靠近线路边界时上述方法可能存在较大误差。此外,本文以混合多端直流输电系统为研究对象,其支路数增加,拓扑结构复杂,由于相邻线路较短,其产生的反射波与故障点产生的反射波均可在T区测量得到且难以分辨。故而文献[13-14]等通过标定反射波消除波速度影响的测距方案在混合多端直流输电系统中难以直接适用。

近年来,人工智能的发展亦为故障测距的研究提供了新思路<sup>[15]</sup>。文献[16]利用麻雀搜索算法对门控循环单元进行优化以实现故障测距。文献[17-18]结合粒子群算法,分别提出基于虚拟故障点以及基于模糊神经网络的故障测距方法。文献[19-20]利用改进的Hilbert变换标定行波波头,前者通过牛顿插值算法迭代修正波速度用于计算故障距离,后者基于神经网络拟合波速度与故障距离间的非线性关系以实现故障测距。此类基于人工智能算法的测距原理一定程度上能提高测距精度,但需大量的样本数据,计算量大,对技术要求较高,且寻优效果受算法初始参数选取的影响较大。

针对上述问题,本文通过同时引入线模、零模分量以消除同步误差的影响,并充分利用上述分量在波速度变化趋势、变化快慢方面的差异,提出一种基于波速度比例因子的混合多端直流输电系统故障测距方法。首先基于分段三次Hermite插值求解所提比例因子随故障距离变化的拟合特性曲线,接着定量分析故障位置一定时比例因子的选取对故障距离计算结果的影响,由此确定两条单调性相反的变化特性曲线,并通过联立求解的方式实现故障测距。测距过程中为准确标定行波到达时刻,提出一种基于鲁棒局部均值分解和多分辨率奇异值分解的波头标定方法,并利用不同线路故障时单一测点的时差特性设计故障支路识别判据。最后通过大量仿真验证了所提方案的有效性及其准确性。

## 1 直流输电线路波速度变化特性

### 1.1 多端混合直流输电系统模型

多端混合直流输电系统拓扑结构如图1所示。送端整流站采用12脉动LCC换流站,极线装设一台平波电抗器 $L_p$ ,线路端口配置直流滤波器组 $Z_{\text{filter}}$ ;受端并联两个逆变站,均为混合桥型MMC换流站,换流器出口处分别装设限流电抗器 $L_{d1}$ 、 $L_{d2}$ ;两条直流线路 $l_1$ 和 $l_2$ 通过T区汇流母线相连。M、N为直流线路两端测点。

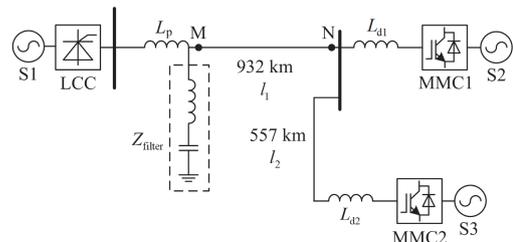


图1 LCC-MMC混合三端直流输电系统拓扑  
Fig. 1 Topology of LCC-MMC three-terminal hybrid DC transmission system

为消除直流线路正负极间的电磁耦合影响, 利用式(1)所示的 Clark 变换矩阵将各极线路上的电气量解耦成相互独立的线模分量和零模分量。

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_p \\ u_N \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $u_p$  和  $u_N$  分别为正、负极电压;  $u_1$  和  $u_0$  分别为线模和零模电压。

### 1.2 行波波速度变化特性

高压直流输电线路故障行波传播路径如图 2。

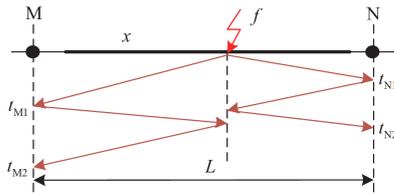


图 2 故障行波传播路径

Fig. 2 Transmission path of fault traveling wave

图 2 中:  $f$  为故障点位置;  $x$  为距离整流侧的故障线路长度;  $L$  为线路全长;  $t_{M1}$ 、 $t_{N1}$  为故障线模行波到达线路首、末端测点 M、N 的时刻;  $t_{M2}$ 、 $t_{N2}$  为故障点线模反射波到达两端测点的时刻。

由图 2 可得传统双端行波测距如式(2)所示。

$$x = \frac{(t_{M1} - t_{N1})v + L}{2} \quad (2)$$

由式(2)可知,  $x$  主要与行波到达首末端测点的时间  $t_{M1}$ 、 $t_{N1}$  以及波速度  $v$  有关, 其中  $v$  常取一接近光速的值作为固定经验波速。然而实际工况中, 行波在线路上的传播速度具有不确定性, 由行波等相位面沿着传播方向的速度决定<sup>[19]</sup>, 运动方程如式(3)所示。

$$\omega t \pm \beta(\omega)x = C \quad (3)$$

式中:  $C$  为常数;  $\omega$  为角频率;  $t$  为时间;  $\beta(\omega)$  为行波相位衰变系数。

将式(3)两端对  $t$  求偏导, 得行波波速表达式如式(4)所示。

$$v(\omega) = \frac{\omega}{\beta(\omega)} \quad (4)$$

由式(4)可知, 行波传播速度与频率和  $\beta$  有关, 与运行方式无关, 具体表现为频率越高, 波速度越快<sup>[20]</sup>。因此检测得到的故障行波波速实际由测距装置所能识别的波头前沿最高频分量决定。由于行波在沿线传播过程中高频分量受线路衰减作用较低频分量更为显著, 当其幅值小于测距装置的幅值分辨率时, 实际检测的波速将由次高频分量决定。因此不同故障距离下, 测距装置每次能够识别出的频率

并非定值, 测得的行波波速亦不相同。为分析波速度随故障距离的变化特性, 设置线路  $l_1$  不同故障距离下发生单极接地故障, 绘制波速度变化曲线如图 3 所示。

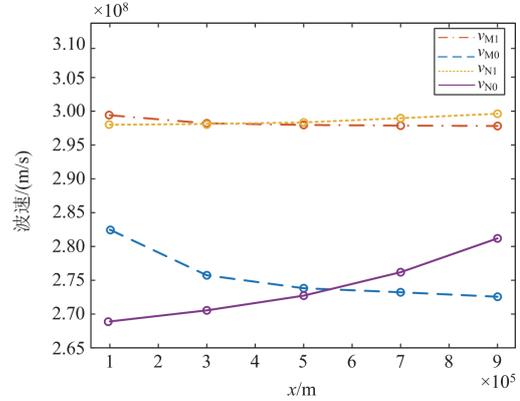


图 3 波速随故障距离变化曲线

Fig. 3 Variation curve of wave velocity with fault distance

图 3 中,  $v_{M1}$ 、 $v_{M0}$ 、 $v_{N1}$ 、 $v_{N0}$  分别为行波传向线路首末端的线模、零模波速度。

由图 3 可知, 随着故障距离的增加, 由于高频行波波头幅值减小, 整流侧测距装置检测到高频分量的频率越来越低, 其对应的行波波速  $v_{M1}$ 、 $v_{M0}$  逐渐减小。反之由于故障点逐渐靠近逆变侧, 其对应行波波速  $v_{N1}$ 、 $v_{N0}$  逐渐增大。可见波速度在全线范围内大小差异明显, 因此采用单一固定经验波速的传统双端测距法精度较低。现有文献多通过消除测距方程中的波速度变量以避免波速度的选取, 然而其成立的前提是近似认为行波传向线路首末端的波速度相等。由图 3 可以看出, 当故障位于线路中点附近时, 行波向两端传播的速度差异较小, 而随着故障点向线路边缘靠近, 行波向两端传播的速度差异逐渐增大, 此时该方法将同样存在较大误差。

为克服上述问题, 本文充分考虑不同方向行波波速的差异并将其作为不同变量引入到在测距过程中, 从而进一步提高测距精度。

## 2 基于波速度比例因子的双端测距原理

### 2.1 测距原理

由图 3 可知, 随着故障距离  $x$  增加, 同一测点处测得的线模、零模波速度虽具有相同的变化趋势, 但呈现出线模分量变化平稳、零模分量变化剧烈的特点。据此可基于上述特征定义反映不同模量、不同方向波速度变化特性的波速度比例因子  $\alpha$ , 如式(5)所示。

$$\alpha = (1/v_{M1} - 1/v_{M0}) / (1/v_{N1} - 1/v_{N0}) \quad (5)$$

由于零模波速随故障距离的变化较线模分量更为显著,因此结合式(5)可知 $\alpha$ 的整体变化趋势主要由 $(1/v_{M0})/(1/v_{N0})$ 决定,当 $x$ 增加时, $v_{M0}$ 减小, $v_{N0}$ 增大,则 $\alpha$ 也增加。这意味着在以 $\alpha$ 为纵坐标、 $x$ 为横坐标的坐标平面上, $\alpha(x)$ 为一单调递增的曲线,且 $\alpha$ 与 $x$ 间存在一一对应关系,因此可通过 $\alpha$ 的大小间接反映出故障距离 $x$ 。

为分析一定故障位置下 $\alpha$ 与故障距离计算结果间的定量关系,以 $t_0$ 时刻线路 $l_1$ 发生故障为例,绘制线模、零模故障行波传输路径如图4所示。

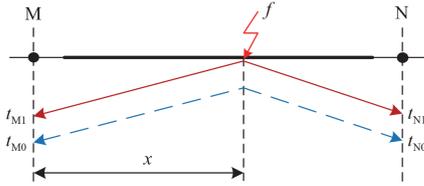


图4 线模、零模行波传输路径

Fig. 4 Transmission paths of line-mode and zero-mode traveling waves

图4中, $t_{M0}$ 、 $t_{N0}$ 分别为故障点零模行波到达M、N测点的时刻,其满足式(6)。

$$\begin{cases} t_{M1} = x/v_{M1} + t_0 \\ t_{M0} = x/v_{M0} + t_0 \\ t_{N1} = (L_1 - x)/v_{N1} + t_0 \\ t_{N0} = (L_1 - x)/v_{N0} + t_0 \end{cases} \quad (6)$$

式中, $L_1$ 为线路 $l_1$ 的长度。

接着定义M、N处线模、零模时间差 $\Delta t_M$ 、 $\Delta t_N$ 如式(7)所示。

$$\begin{cases} \Delta t_M = t_{M1} - t_{M0} \\ \Delta t_N = t_{N1} - t_{N0} \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6),可得

$$\begin{cases} \Delta t_M = t_{M1} - t_{M0} = (1/v_{M1} - 1/v_{M0})x \\ \Delta t_N = t_{N1} - t_{N0} = (1/v_{N1} - 1/v_{N0})(L_1 - x) \end{cases} \quad (8)$$

结合式(5)和式(8),可得故障距离计算表达式如式(9)所示。

$$x = \frac{\Delta t_M}{\Delta t_M + \alpha \Delta t_N} \cdot L_1 \quad (9)$$

根据式(9)可知,在一定故障位置下, $\Delta t_M$ 、 $\Delta t_N$ 为定值,故障距离 $x$ 的计算结果将随着 $\alpha$ 的增加而逐渐减小,据此可确定一条单调递减的 $\alpha(x)$ 曲线。在此基础上,式(5)的分析已表明该故障位置存在着与之唯一对应的 $\alpha$ 。因而此时求解故障距离的过程实质为在递增的 $\alpha(x)$ 曲线上确定一组 $\alpha$ 与 $x$ ,使其同时满足由式(9)确定的 $\alpha(x)$ 递减曲线,即两曲线交

点处对应的 $x$ 值即为实际的故障距离。

综上所述,为实现故障测距,可基于两条变化趋势相反的 $\alpha(x)$ 曲线通过求解其交点实现。其中递减曲线描述了故障距离 $x$ 的计算结果随 $\alpha$ 变化的特性,其可通过标定行波到达时刻后代入式(9)进行确定。而基于式(5)的递增曲线表征的是 $\alpha$ 随故障距离 $x$ 变化的特性,其难以直接通过代数表达式计算得到,因此考虑采用插值拟合的方法确定其函数关系。

## 2.2 基于PCHIP的 $\alpha(x)$ 拟合曲线求取方法

根据拟合函数的不同,常用的插值拟合方法主要包括拉格朗日插值、牛顿插值以及Hermite插值等。其中拉格朗日插值平滑性差、Hermite插值通常需较高的多项式次数以保证拟合精度,计算量大,且利用上述一段插值方法拟合得到的曲线两端波动较大,普遍存在龙格现象<sup>[21]</sup>。因此本文采用分段三次Hermite插值(piecewise cubic Hermite interpolation, PCHIP),其每段仅涉及两个边界插值节点,各段插值函数间互不影响。在求解插值函数时,其要求节点处的函数值以及对应导数值均相等,因此克服了高次多项式的缺陷,且保证了拟合曲线的光滑性、连续性。

具体流程如下:根据给定的 $n$ 个插值节点 $e_i(i=1, \dots, n)$ 及对应函数值 $y_i$ ,基于Matlab能够估算出正确反映离散点形状和变化趋势的一阶导数 $m_i$ ,进而用于构造分段三次Hermite插值函数 $H(e)$ ,使其满足 $H(e_i) = y_i$ , $H'(e_i) = m_i$ ,且 $H(e)$ 在每一区间 $[e_i, e_{i+1}]$ 内均为三次多项式。其插值基函数如式(10)所示<sup>[22]</sup>。

$$H(e) = \sum_{i=0}^n [y_i a_i(e) + m_i b_i(e)] \quad (10)$$

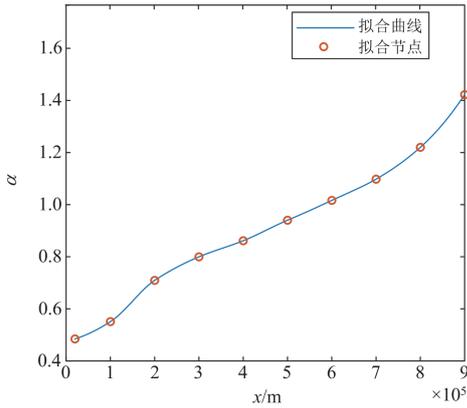
其中

$$a_i(e) = \left(1 + 2 \frac{e - e_i}{e_{i+1} - e_i}\right) \left(\frac{e - e_{i+1}}{e_i - e_{i+1}}\right)^2 \quad (11)$$

$$b_i(e) = (e - e_{i+1}) \left(\frac{e - e_{i+1}}{e_i - e_{i+1}}\right)^2 \quad (12)$$

基于上述方法,针对本文采用的仿真模型,以线路 $l_1$ 为例每隔100 km设置单极接地故障作为插值节点,结合式(5)和式(6)计算相应的 $\alpha$ 值并利用PCHIP进行拟合,求解得到的 $\alpha(x)$ 特性曲线如图5所示。

由图5可知, $\alpha$ 随着故障距离的增加而逐渐增大,与2.1节的理论分析一致,即为所求的具有递增特性的 $\alpha(x)$ 拟合曲线,其物理意义本质上是描述了各波速度与故障距离间的对应关系。

图5 线路  $l_1$  对应的  $\alpha(x)$  拟合曲线Fig. 5 The  $\alpha(x)$  fitting curve of  $l_1$ 

### 2.3 不同线路长度下 $\alpha(x)$ 的修正方法

由式(6)可知, 当故障距离  $x$  一定时,  $v_{N1}$ 、 $v_{N0}$  的大小与线路长度有关。由于  $\alpha$  的定义综合了不同方向、不同模量行波波速  $v_{M1}$ 、 $v_{M0}$ 、 $v_{N1}$ 、 $v_{N0}$  的变化特性, 因此在不同线路长度下,  $\alpha(x)$  拟合曲线也将存在差异。

为探究线路长度变化对拟合曲线的影响, 假设两条长度分别为  $L_1$ 、 $L_2$  的线路  $l_1$ 、 $l_2$  ( $L_1 > L_2$ ), 其同时于距首端 M 测点  $x$  距离处发生单极接地故障  $f_1$ 、 $f_2$ , 故障示意图如图 6 所示。

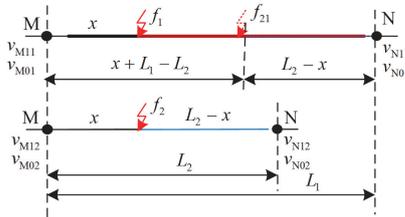


图6 不同线路故障示意图

Fig. 6 Schematic diagram of different lines faults

图 6 中,  $v_{M/N11}$ 、 $v_{M/N01}$  分别表示  $f_1$  产生的线模、零模故障行波向 M、N 测点传播的速度。 $v_{M/N12}$ 、 $v_{M/N02}$  分别表示  $f_2$  产生的线模、零模故障行波向 M、N 测点传播的速度。两故障点对应的波速度比例因子  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  可由式(13)表示。

$$\begin{cases} \alpha_1 = (1/v_{M11} - 1/v_{M01}) / (1/v_{N11} - 1/v_{N01}) \\ \alpha_2 = (1/v_{M12} - 1/v_{M02}) / (1/v_{N12} - 1/v_{N02}) \end{cases} \quad (13)$$

若将波速度近似看作故障距离的一元函数<sup>[19]</sup>, 则在相同故障距离下, 可近似认为两故障点产生的故障行波向 M 测点传播的速度相等, 即  $v_{M11} = v_{M12}$ ,

$$v_{M10} = v_{M10}。$$

然而根据图 6 可知, 由于线路  $l_1$ 、 $l_2$  长度不同,

$f_1$ 、 $f_2$  产生的故障行波分别经过  $L_1 - x$ 、 $L_2 - x$  的长度到达线路末端, 且  $L_1 - x > L_2 - x$ , 则在 N 测点处较短线路对应的波速度将大于长线路对应的波速度, 即  $v_{N12} > v_{N11}$ ,  $v_{N02} > v_{N01}$ 。

将上述结论代入式(13)可得  $\alpha_2 > \alpha_1$ , 这意味着当线路长度减小时, 同一故障距离处对应的比例因子将增大, 使得利用长线路拟合得到的  $\alpha(x)$  曲线将不再适用。为避免所提方法应用于不同线路时重复进行样本采样, 在线路长度变化时利用已知插值节点对  $\alpha(x)$  拟合曲线作如下修正。

由上述分析已知, 由于  $f_1$ 、 $f_2$  与 M 测点间的距离相同均为  $x$ , 其产生的故障行波到达 M 测点处的速度近似相等。同理在线路  $l_1$  上设置一故障点  $f_{21}$ , 其距离 N 测点的长度与  $f_2$  相同, 均为  $L_2 - x$ , 于是认为  $v_{N12}$ 、 $v_{N02}$  与  $f_{21}$  产生的故障行波到达 N 测点的线模、零模波速度相等, 其中  $f_{21}$  在线路  $l_1$  上故障距离为  $x + L_1 - L_2$ 。据此, 当线路长度由  $L_1$  变化至  $L_2$  时, 只需在图 3 的基础上使  $v_{M1}$ 、 $v_{M0}$  保持不变, 将  $v_{N1}$ 、 $v_{N0}$  曲线向左平移  $L_1 - L_2$ , 进一步根据式(5)即可求解得到线路  $l_2$  对应的  $\alpha_2(x)$ , 其无需重复采集样本数据, 减小了工作量。

### 2.4 线路弧垂的影响

实际工程中, 受弧垂程度、环境等因素影响, 输电线路实际长度与杆塔水平距离间并不相等。

以线路  $l_1$  为例, 计及弧垂影响的线路示意图如图 7 所示。

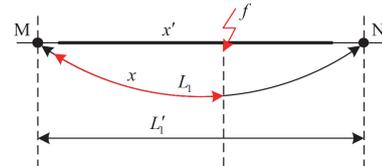


图7 线路弧垂示意图

Fig. 7 Schematic diagram of line sag

图 7 中:  $x'$  为水平故障距离, 是实际用于指导故障排查的依据;  $L'_1$  为杆塔水平距离。若忽略线路弧垂影响, 即近似认为  $x = x'$ , 则测距结果对应的故障位置与真实故障位置间将存在较大误差, 增加了故障排查的难度。为解决上述问题, 本文引入伸缩比  $\lambda$  以建立  $x$  与  $x'$  间的联系。

线路的伸缩比表示线路的水平距离与实际长度间的比值, 在同一时刻下, 认为线路的伸缩比是均匀的, 即  $\lambda$  为小于 1 的常数, 于是结合图 7 可列写如式(14)所示的方程。

$$x'/x = L'_1/L_1 = \lambda \quad (14)$$

进一步可计算得到考虑线路弧垂影响的故障距离如式(15)所示。

$$x' = \lambda x = \frac{\lambda \Delta t_M}{\Delta t_M + \alpha \Delta t_N} \cdot L_1 \quad (15)$$

对比式(9)和式(15)可知, 实际工程中只需在式(9)的基础上乘以线路对应的伸缩比  $\lambda$  即可得到计及弧垂影响的故障距离用于故障排查。

## 2.5 同步误差的影响

传统的双端行波测距依赖 GPS 提供的高精度同步时钟, 当信息采样同步偏差较大时, 其测距精度将严重下降。为分析同步误差对本文所提测距方案的影响, 假设线路两端数据非完全同步, M、N 测点的同步延时分别为  $\tau_M$ 、 $\tau_N$ , 则计及同步误差的行波到达时刻可由式(16)表示。

$$\begin{cases} \tilde{t}_{M1} = t_{M1} - \tau_M \\ \tilde{t}_{M0} = t_{M0} - \tau_M \\ \tilde{t}_{N1} = t_{N1} - \tau_N \\ \tilde{t}_{N0} = t_{N0} - \tau_N \end{cases} \quad (16)$$

式中,  $\tilde{t}_{M1}$ 、 $\tilde{t}_{M0}$  和  $\tilde{t}_{N1}$ 、 $\tilde{t}_{N0}$  分别为考虑同步误差时线模、零模行波到达 M、N 测点的时刻。

由式(16)可计算得到对应的线模、零模时间差如式(17)所示。

$$\begin{cases} \Delta \tilde{t}_M = \tilde{t}_{M1} - \tilde{t}_{M0} = \Delta t_M \\ \Delta \tilde{t}_N = \tilde{t}_{N1} - \tilde{t}_{N0} = \Delta t_N \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)可知, 在计算故障距离时, 由于对同一测点同时引入了线模、零模分量, 同步误差在计算线模、零模时间差时相互抵消,  $\Delta t_M$ 、 $\Delta t_N$  的大小不发生变化, 因而代入式(15)确定的递减  $\alpha(x)$  曲线与时钟同步时的相同, 其与拟合曲线的交点不变, 表明所提测距方案不受同步误差的影响, 克服了传统双端行波测距法过于依赖 GPS 精确同步时钟的缺陷。

## 3 故障测距整体方案

### 3.1 行波的标定

故障行波具有非平稳、非线性的特征, 其波头的标定是故障测距的关键。目前常用的非线性信号处理方法主要有小波变换、Prony 算法、经验模态分解(empirical mode decomposition, EMD)等。其中小波变换不具有自适应性, 基函数的选择无明确理论依据, 效果受分解尺度选择影响较大; EMD 分解虽克服了小波基函数选择困难的缺陷, 但存在端点效应、模态混叠、误差积累及负频率等问题; Prony 算法对噪声十分敏感, 对信号信噪比要求较高, 且

对于模型阶数较高的复杂信号算法计算量大。为避免上述问题, 本文提出一种基于鲁棒局部均值分解(robust local mean decomposition, RLMD)和多分辨率奇异值分解(multi-resolution singular value decomposition, MRSVD)的波头标定方法。

#### 3.1.1 RLMD

RLMD 以局部均值分解(local mean decomposition, LMD)为基础, 针对 LMD 在边界条件、包络估计和筛选停止准则等方面的不足进行了优化, 能够自适应地将原信号  $X(t)$  分解为一系列乘积函数分量(product functions, PF)和一个残差分量  $\varepsilon(t)$ , 如式(18)所示。

$$X(t) = \sum_{k=1}^K P_{fk}(t) + \varepsilon(t) \quad (18)$$

式中:  $K$  为分解个数;  $P_{fk}(t)$  表示第  $k$  个 PF 分量。

对于分解得到的各个 PF 分量, 其本质均为单分量调幅调频信号, 可由包络信号和调频信号的乘积表示。其中 PF 的瞬时幅值对应乘积项中的包络信号, 而瞬时频率可由调频信号求解得到, 由于其与瞬时幅值间相互独立, 无需进行 Hilbert 变换, 从而避免了 EMD 存在的负频率问题。此外 RLMD 在分解过程中基于滑动平均法求解包络估计函数, 克服了 EMD 利用三次样条函数拟合包络线存在的模态混叠缺陷, 且与 EMD 分解得到的本征模态函数相比, 乘积函数 PF 的物理意义明确, 更能直观反映出信号的固有特征。RLMD 分解的具体流程参考文献[23]。

#### 3.1.2 MRSVD

MRSVD 是一种基于二分递推分解的多分辨率分解算法, 在检测信号突变特征和降噪领域具有较好的应用<sup>[24]</sup>。其在分解时首先利用长度为  $N$  的原信号  $X = [x(1), \dots, x(N)]$  构造 Hankel 矩阵  $H$ , 如式(19)所示。

$$H = \begin{bmatrix} x(1) & x(2) & x(3) & \cdots & x(N-1) \\ x(2) & x(3) & x(4) & \cdots & x(N) \end{bmatrix} \quad (19)$$

由式(19)可知  $H$  矩阵的两行元素高度相关, 对其进行奇异值分解(singular value decomposition, SVD), 即可分离出如式(20)所示的近似分量和细节分量。

$$H = PSQ^T = H_a + H_d \quad (20)$$

式中:  $P$ 、 $Q$  分别为左、右正交矩阵;  $S = \text{diag}(\sigma_a, \sigma_d)$  为奇异值矩阵, 其中数值较大的  $\sigma_a$  对应近似分量的奇异值, 数值较小的  $\sigma_d$  对应细节分量的奇异值;  $H_a$ 、 $H_d \in B^{2 \times (N-1)}$  分别为近似矩阵与细节矩阵。

进一步将  $H_a$ 、 $H_d$  代入式(21)即可计算得到一层分解后的近似分量  $A_1$  和细节分量  $D_1$ , 其中  $A_1$  反映了信号的整体趋势,  $D_1$  反映了信号的细节信息, 可用于行波波头的提取。

$$\begin{cases} A_1 = \left( H_a(1,1), \frac{H_a(1,i) + H_a(2,j)}{2}, H_a(N) \right) \\ D_1 = \left( H_d(1,1), \frac{H_d(1,i) + H_d(2,j)}{2}, H_d(N) \right) \end{cases} \quad (21)$$

式中:  $i = 2, 3, \dots, N-1$ ;  $j = 1, 2, \dots, N-2$ 。

同理, 利用  $A_1$  再次构造 Hankel 矩阵, 重复上述步骤, 即可得到多尺度的分解信号如式(22)所示。

$$H = A_s + \sum_{s=1}^S D_s \quad (22)$$

式中,  $S$  为分解次数,  $s = 1, 2, \dots, S$ 。

由上述分析可知, MRSVD 与小波变换类似, 可将信号分解为近似分量和细节分量的线性组合。然而在利用小波变换检测奇异性时, 检测得到的奇异点将随小波基及分解尺度的不同发生偏移。与此相比, MRSVD 无需选取小波基函数, 且不同分解尺度下的奇异点位置相同, 因此每层细节分量均可用于标定行波波头。

综上所述, 与基于 EMD 及小波变换的波头检测方法相比, 结合 RLMD-MRSVD 优势的行波标定方法无需 Hilbert 变换和 FFT 变换, 计算量小、运算速度更快, 更有利于故障特征的提取。

据此, 本文在标定行波波头时, 首先对于采样得到的故障行波信号利用 RLMD 提取其时频特性, 并选取  $P_{F1}$  分量用于构造 Hankel 矩阵。之后利用 MRSVD 分离出  $P_{F1}$  中的细节分量, 考虑到输电电路中的噪声将对细节分量产生干扰, 而随着 MRSVD 分解尺度的增加, 细节分量中的噪声比例将逐渐降低, 同时测距所需计算量将增加。综合考虑上述因素, 本文取  $S = 2$ , 即选取  $D_2$  用于标定行波到达时刻。

### 3.2 故障分支的判别

图 8 为混合三端直流输电系统拓扑简化模型, 与常规的两端直流输电系统相比, 其结构更加复杂, 线路含有分支, 因此在进行故障测距前, 首先需要对其故障分支进行判别。

定义行波在支路  $l_1$  上传播时两端线模、零模时间差  $\Delta t_{MN}$  如式(23)所示。

$$\Delta t_{MN} = t_{MN1} - t_{MN0} \quad (23)$$

式中,  $t_{MN1}$ 、 $t_{MN0}$  分别表示线模、零模行波在线路  $l_1$  全长上传播所需的时间。

若故障点位于  $l_1$  支路, 则式(24)成立。

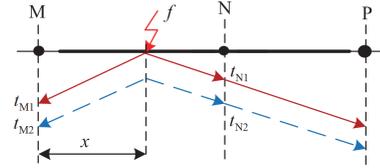


图 8 混合三端直流输电系统简化模型

Fig. 8 Simplified model of a hybrid three-terminal DC transmission system

$$\begin{cases} (t_{M1} - t_0) + (t_{N1} - t_0) = t_{MN1} \\ (t_{M0} - t_0) + (t_{N0} - t_0) = t_{MN0} \end{cases} \quad (24)$$

联立式(23)与式(24), 可得线模、零模行波到达 M 测点的时间差  $\Delta t_M$ , 如式(25)所示。

$$\Delta t_M = \Delta t_{MN} - \Delta t_N \quad (25)$$

由于零模波速度小于线模波速度, 即  $\Delta t_N < 0$ , 则有  $\Delta t_M > \Delta t_{MN}$ 。

反之, 若故障点位于  $l_2$  支路, 则式(26)成立。

$$\begin{cases} (t_{M1} - t_0) - (t_{N1} - t_0) = t_{MN1} \\ (t_{M0} - t_0) - (t_{N0} - t_0) = t_{MN0} \end{cases} \quad (26)$$

结合式(23)与式(26),  $\Delta t_M$  可表示为

$$\Delta t_M = \Delta t_{MN} + \Delta t_N \quad (27)$$

此时有  $\Delta t_M < \Delta t_{MN}$ 。

综上所述, 故障分支判据可表示为

$$\begin{cases} \Delta t_M > \Delta t_{MN} & \text{线路 } l_1 \text{ 故障} \\ \Delta t_M < \Delta t_{MN} & \text{线路 } l_2 \text{ 故障} \end{cases} \quad (28)$$

式中,  $\Delta t_{MN}$  即为支路判据的整定值, 可由 T 区故障时 M 处测得的线模、零模行波到达时刻计算得到。由式(28)可知, 本文所提故障支路判据仅需获取两处测点的故障信息, 由于每个测点均引入了线模、零模特征量, 该判据同样不受同步误差的影响。

### 3.3 故障测距整体流程

故障测距整体流程如图 9 所示。

为实现故障测距, 利用故障样本数据结合 PCHIP 算法求取单调递增的  $\alpha(x)$  拟合曲线用于后续分析。当故障发生后, 首先对故障行波进行采样, 并利用 Clark 变换将其解耦为线模及零模分量。在此基础上, 基于 RLMD 提取故障行波的  $P_{F1}$  分量用于构造 Hankel 矩阵, 并进一步利用 MRSVD 得到的第二层细节分量  $D_2$  实现对线模、零模行波到达两端测点时刻的标定。基于标定结果, 一方面将其代入故障线路识别判据式(28)以确定故障所在支路, 另一方面通过计算线模、零模时间差并代入式(15)得到呈递减趋势的故障距离计算曲线。最后, 将所得计算曲线与拟合曲线联立求解确定交点, 从而计算

出实际的故障距离。

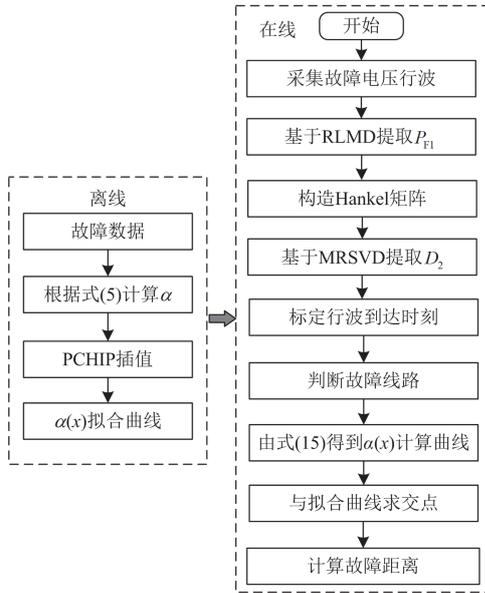


图 9 故障测距整体流程图

Fig. 9 Overall flow chart of fault location

#### 4 仿真实验

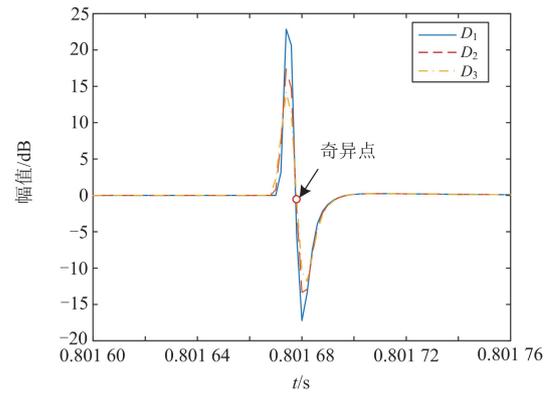
参考昆-柳-龙混合三端直流输电工程，基于PSCAD/EMTDC平台搭建如图1所示的仿真模型：系统额定电压为 $\pm 800$  kV；直流输电线路采用频率相关相域模型，其中线路 $l_1$ 长942 km，额定电流为5 kA； $l_2$ 长532 km，额定电流为3 kA。

对于远距离高压直流输电系统，其行波测距装置的采样频率通常不低于1 MHz<sup>[25]</sup>。本文设置采样频率为500 kHz，用于验证采样频率较低时所提测距方案的可靠性。此外，为便于对比分析，本处取线路伸缩比 $\lambda = 1$ 。在实际工程中 $\lambda$ 的大小可结合线路弧垂长度与杆塔水平距离确定，将其与 $\lambda = 1$ 时的计算结果作乘积即可得到计及弧垂影响的故障距离用于故障排查。

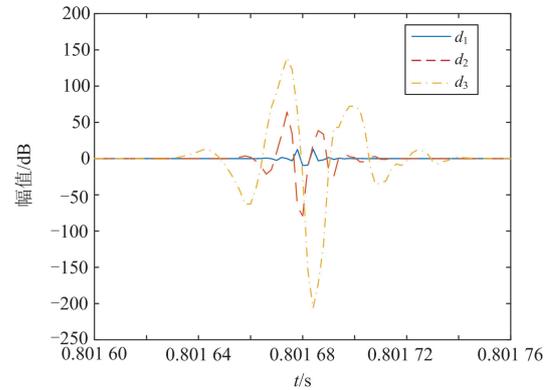
##### 4.1 波头标定的有效性

为验证基于RLMD-MRSVD的行波标定方法可行性，设置故障发生时刻 $t_0 = 0.8$  s，持续时间为0.5 s，故障距离 $x = 500$  km，分别采用不同的波头检测方法对故障行波到达时刻进行标定以对比其效果，仿真结果如图10所示。

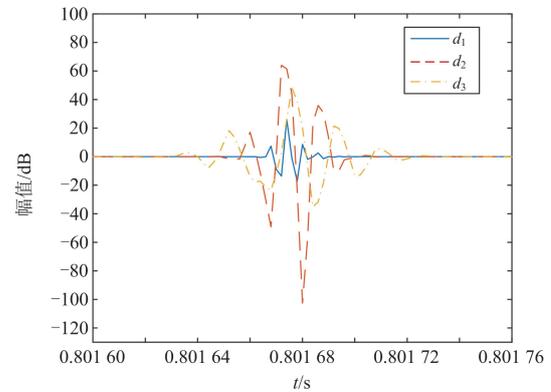
由图10(a)可以看出，随着分解尺度的增加，利用本文所提行波标定算法提取的细节分量 $D_1 - D_3$ 在奇异点处准确相交，且脉冲与相交点近似成中心对称分布，脉宽增幅较小。而由图10(b)和图10(c)可知，经db4小波及sym小波分解得到的分量 $d_1 - d_3$ 因发生偏移而未相交于奇异点，且其脉宽随着分解



(a) RLMD-MRSVD



(b) db4 小波



(c) sym 小波

图 10 不同方法的标定结果

Fig. 10 Calibration results of different methods

尺度的增大而显著增加，可能导致反射波被初始波头的脉宽淹没而无法标定，使得现有利用反射波消除波速度影响的测距方案失效。

综上，基于RLMD-SVD的行波标定方法克服了小波变换奇异点随尺度偏移的缺陷，能够在不同尺度下实现行波的准确标定。

##### 4.2 故障支路判据的有效性

为验证本文所提故障支路判据的有效性，设置

不同线路发生故障, 计算行波到达 M 处的线模、零模时间差  $\Delta t_M$ , 计算结果如表 1 所示。

表 1 故障支路判据计算结果

| 故障支路  | 故障距离/km | $\Delta t_M$ /ms | 判断结果  |
|-------|---------|------------------|-------|
| $l_1$ | 300     | -0.090           | $l_1$ |
|       | 500     | -0.165           | $l_1$ |
|       | 700     | -0.205           | $l_1$ |
| $l_2$ | 100     | -0.625           | $l_2$ |
|       | 300     | -0.965           | $l_2$ |
|       | 500     | -1.080           | $l_2$ |

经仿真测试, T 区故障时, M 处测得的  $\Delta t_M = 0.34 \text{ ms}$ ,  $\Delta t_N = 0 \text{ ms}$ , 即故障支路判据整定值  $\Delta t_{MN} = \Delta t_M = -0.34 \text{ ms}$ 。由表 1 可知, 当故障位于  $l_1$  支路时,  $\Delta t_M$  均大于整定值  $\Delta t_{MN}$ ; 当故障位于  $l_2$  支路时,  $\Delta t_M$  均小于整定值  $\Delta t_{MN}$ , 满足式(28)所示的识别判据, 表明所提判据能够准备识别故障支路。

#### 4.3 故障距离和过渡电阻的影响

为充分验证所提测距方案的可靠性及准确性, 以线路  $l_1$  为例, 仿真分析不同故障条件下的测距结果, 如表 2 所示。并将其与传统双端测距方法以及文献[13]提出的改进双端行波测距方法进行对比, 相对误差见图 11。

由图 11 可知, 传统双端测距方法由于全线采用同一波速度, 计算结果相对误差较大, 测距精度低。文献[13]提出了一种无需波速度选取的改进双端测距方案, 但其忽略了行波向线路两端传播的波速度差异, 可见在故障靠近线路两端时, 由于行波向不

表 2 不同故障条件下的测距结果

| 故障距离/km | 过渡电阻/ $\Omega$ | $\alpha$ | 计算结果/km | 相对误差/% |
|---------|----------------|----------|---------|--------|
| 50      | 0              | 0.5041   | 50.017  | 0.034  |
|         | 500            | 0.5055   | 50.499  | 0.998  |
| 150     | 0              | 0.6303   | 150.541 | 0.361  |
|         | 500            | 0.6291   | 149.884 | 0.077  |
| 250     | 0              | 0.7602   | 250.641 | 0.256  |
|         | 500            | 0.7591   | 249.372 | 0.251  |
| 350     | 0              | 0.8311   | 350.098 | 0.028  |
|         | 500            | 0.8299   | 348.213 | 0.511  |
| 550     | 0              | 0.978    | 549.739 | 0.047  |
|         | 500            | 0.9765   | 549.032 | 0.176  |
| 750     | 0              | 1.1535   | 750.052 | 0.007  |
|         | 500            | 1.1536   | 751.158 | 0.154  |
| 850     | 0              | 1.3089   | 850.43  | 0.051  |
|         | 500            | 1.3091   | 850.532 | 0.063  |

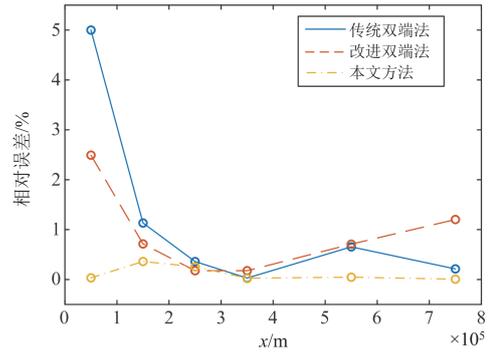


图 11 不同测距方法误差对比

Fig. 11 Error comparison of different ranging methods

同方向传播的速度差异大, 此时该方法测距误差增加, 与 1.2 节的理论分析一致。此外由于其需标定多个反射波, 在多支路的混合多端系统中适应性差。而根据表 2 的结果可知, 本文测距方案在不同故障距离下测距误差均小于 0.4%, 且随着过渡电阻的增加变化较小, 在过渡电阻为  $500 \Omega$  的条件下测距误差均小于 1%。与传统双端行波测距及改进双端行波测距法相比误差减小, 且其无需标定反射波, 不受系统复杂拓扑的影响。

#### 4.4 行波色散的影响

受行波色散影响, 故障行波在传播过程中会产生幅值衰减和相位偏移导致波形发生畸变, 其中零模分量的畸变程度与线模分量相比更为显著, 且随着故障距离的增加畸变程度增大。因此为确保所提测距方法的有效性, 应保证故障点距测点较远时所提方法仍能准确标定零模行波到达测点的时刻。为此, 设置较长线路(942 km)近端(小于 2%线路全长, 本文取  $x = 10 \text{ km}$ )发生单极接地故障, 以分析行波经较长线路衰减作用下的零模标定效果, 如图 12 为 N 测点处的零模行波标定波形。

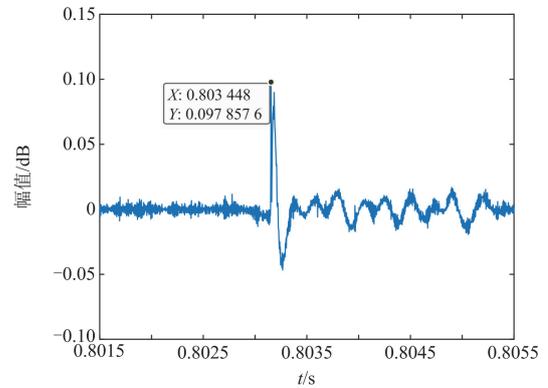


图 12 长线路下的零模标定结果

Fig. 12 Zero-mode calibration results under long lines

由图 12 可知, 在 942 km 线路长度下, 距故障点较远的 N 测点测得的故障行波零模波形虽在长线路作用下发生了畸变, 但其在行波到达时刻仍表现出明显的奇异性, 奇异点处峰值较大, 能够用于  $t_{N0}$  的标定。该故障条件下行波到达两端测点的时间分别为  $t_{M1} = 0.800\ 032\ s$ ,  $t_{M0} = 0.800\ 034\ s$ ,  $t_{N1} = 0.803\ 080\ s$ ,  $t_{N0} = 0.803\ 448\ s$ , 代入式(15)得  $\alpha(x)$  计算曲线, 将其与 2.2 节的拟合曲线联立求解得  $\alpha = 0.4799$ , 对应故障距离  $x = 10.436\ km$ , 绝对误差为 436 m。由此可见, 在该较长线路衰减作用下, 本文测距方案仍能有效标定行波到达时刻, 受行波色散影响的测距误差在允许范围内。

#### 4.5 线路长度的影响

为验证不同线路长度下所提方案的可靠性, 以线路  $l_2$  为例, 利用 2.3 节所提方法求解其对应的  $\alpha_2(x)$  曲线, 结果如图 13 所示。

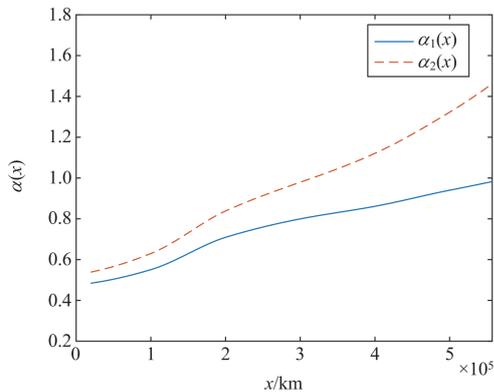


图 13 线路  $l_2$  对应的  $\alpha_2(x)$  拟合曲线

Fig. 13 The  $\alpha_2(x)$  fitting curve of  $l_2$

根据图 13 可知, 由于线路  $l_2$  的长度小于  $l_1$ , 因此相同故障距离下,  $l_2$  对应的  $\alpha_2(x)$  大于  $l_1$  对应的  $\alpha_1(x)$ , 与 2.3 节的理论分析一致。为进一步验证基于上述拟合曲线的测距可靠性, 测试线路  $l_2$  不同故障距离下的测距结果, 如表 3 所示。

表 3 线路  $l_2$  的测距结果

Table 3 Fault location results of  $l_2$

| 故障距离/km | 过渡电阻/ $\Omega$ | $\alpha$ | 计算结果/km | 相对误差/% |
|---------|----------------|----------|---------|--------|
| 150     | 0              | 0.7499   | 152.359 | 1.572  |
|         | 500            | 0.7499   | 152.359 | 1.572  |
| 250     | 0              | 0.9356   | 249.727 | 0.109  |
|         | 500            | 0.9383   | 251.439 | 0.575  |
| 350     | 0              | 1.0881   | 349.828 | 0.049  |
|         | 500            | 1.0906   | 351.375 | 0.392  |

由表 3 可知, 当线路长度发生变化时, 利用 2.3 节的方法求解该线路对应的拟合曲线  $\alpha_2(x)$  从而计

算得到的故障距离仍具有较小的相对误差, 表明所提方法在不同长度的线路上适用性较强。

#### 4.6 线路参数的影响和解决措施

在实际工程中, 由于季节、环境等因素的影响, 线路的参数将会发生波动, 使得  $\alpha(x)$  拟合曲线与典型运行时相比发生偏移从而影响测距结果, 因此需在不同线路参数的条件下进行仿真测试。

事实上, 表 3 的数据即可看作模拟了不同季节、环境导致的线路参数偏移了 11%~18% 条件下的测距结果。这是因为线路  $l_2$  的额定电流较小, 输电线路线径细, 经计算其对应波阻抗与线路  $l_1$  相比增大约 11%~18%, 因此线路  $l_1$  和  $l_2$  除了长度上存在差异外, 两线路参数也不完全一致。由于除极少数极端天气外线路参数的波动范围平均在 14% 以内<sup>[26]</sup>, 而表 3 的数据表明即使在线路参数偏移了 11%~18% 的条件下, 基于本文方法得到的测距结果精度仍高于图 11 所示的传统双端行波法, 说明所提测距方法在环境变化导致线路参数偏移时仍具有较强的适应能力。

对于极少数自然灾害等极端天气的情况下, 则可考虑采用以下两种措施进一步提高测距精度。

1) 沿途获取线路参数。通过对极端天气下的线路参数进行修正, 利用仿真的方法获取修正后的拟合曲线代入计算即可。由于目前关于不同工况下的线路参数辨识方法已较为成熟完备<sup>[26]</sup>且并非本文的研究重点, 此处不再赘述参数的获取方法。

2) 人工智能算法的应用。随着人工智能技术的发展, 现有智能算法能够基于给定的训练样本拟合出特征量与待求量间的映射关系, 学习能力较强。因此在实际工程中可基于故障录波设备存储的大量历史故障数据, 通过记录与各组数据对应的气候特征量值, 构成训练样本集。在此基础上利用智能算法构建学习模型, 将与环境、气候有关的特征量作为输入, 对应波速度作为输出对模型进行训练学习, 从而获得不同季节、环境下对应的波速度取值, 将其代入式(5)即可得到相应的拟合曲线。

综上所述, 上述两种措施均只改变了整体流程中离线拟合的步骤, 而故障发生后的在线测距流程保持不变, 仍能快速地实现故障定位。考虑到人工智能算法其本身关于收敛性、局部最优等问题尚未得到很好的解决, 在计算机处理能力有限的情况下难以满足工程应用的技术要求而未实用化<sup>[15]</sup>, 因此可将其作为优化的参考方向, 而目前则可主要通过修正线路参数的方法在现有较高精度的基础上进一步优化测距效果。

#### 4.7 同步误差的影响

目前, 基于 GPS 对时系统, 线路两端的同步误差一般在  $0\sim 2\ \mu\text{s}$  之间<sup>[27]</sup>。为分析采样时钟不同步对所提测距方案的影响, 设置 $\pm 2\ \mu\text{s}$  的同步误差并计算测距结果, 如表 4 所示, 与时钟同步时的测距误差对比如图 14 所示。

表 4 不同同步误差下的测距结果

Table 4 Fault location results under different synchronization errors

| 故障位置/km | 同步误差/ $\mu\text{s}$ | 改进双端行波法 |        | 本文测距方法  |        |
|---------|---------------------|---------|--------|---------|--------|
|         |                     | 测距结果/km | 相对误差/% | 测距结果/km | 相对误差/% |
| 50      | 2                   | 48.784  | 2.430  | 50.017  | 0.034  |
|         | -2                  | 48.722  | 2.555  |         |        |
| 150     | 2                   | 151.167 | 0.778  | 150.541 | 0.361  |
|         | -2                  | 151.905 | 1.270  |         |        |
| 350     | 2                   | 350.842 | 0.241  | 350.098 | 0.028  |
|         | -2                  | 350.393 | 0.113  |         |        |
| 550     | 2                   | 557.503 | 1.364  | 549.739 | 0.047  |
|         | -2                  | 554.055 | 0.737  |         |        |
| 750     | 2                   | 759.521 | 1.270  | 750.052 | 0.007  |
|         | -2                  | 758.518 | 1.136  |         |        |

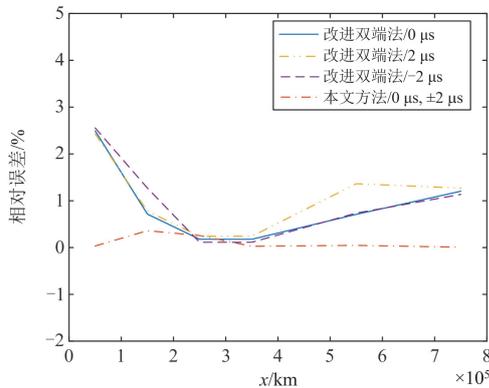


图 14 时钟不同步下的不同方法误差对比

Fig. 14 Error comparison of different methods under asynchronous clock

由表 4 和图 14 可知, 当同步误差为 $\pm 2\ \mu\text{s}$  时, 改进双端行波测距法的测距误差增加, 受同步误差影响较大。而本文所提测距方案在不同同步误差下的测距结果并未发生变化, 这是因为同步延时项在计算时差时相互抵消,  $\Delta t_M$ 、 $\Delta t_N$  大小保持不变, 进一步使得代入式(15)确定的  $\alpha(x)$  计算曲线不发生变化, 因而故障距离计算结果不受同步误差影响。

#### 4.8 噪声的影响

为验证所提测距方案的抗噪声干扰能力, 分别对采集得到的故障行波添加不同信噪比的高斯白噪

声, 测距结果如表 5 所示。

表 5 不同信噪比下的测距结果

Table 5 Fault location results under different signal-to-noise ratios

| 故障距离/km | 噪声/dB | $\alpha$ | 计算结果/km | 相对误差/% |
|---------|-------|----------|---------|--------|
| 50      | 35    | 0.5039   | 49.739  | 0.522  |
|         | 20    | 0.5043   | 50.243  | 0.486  |
| 350     | 35    | 0.8311   | 350.098 | 0.028  |
|         | 20    | 0.8299   | 348.213 | 0.511  |
| 750     | 35    | 1.1533   | 750.919 | 0.123  |
|         | 20    | 1.1509   | 748.931 | 0.143  |
| 850     | 35    | 1.3111   | 851.536 | 0.181  |
|         | 20    | 0.5039   | 849.739 | 0.522  |

由表 5 可知, 随着噪声的增强, 与表 2 结果相比测距误差略有增加, 但相对误差仍在 0.55% 范围内, 表明所提测距方案具有较强的抗噪声能力。

## 5 结论

针对混合多端直流输电线路, 提出一种基于波速度比例因子的故障测距方法。通过理论分析与仿真验证, 得到结论如下。

1) 通过定义波速度比例因子  $\alpha$ , 引入了不同方向、模量的行波波速, 消除了同步误差的影响, 克服了传统行波测距方法因忽略向线路两端传播波速度差异引起的测距误差大的缺陷。

2) 基于 RLMD-MRSVD 的行波标定方法具有计算量小、奇异点零偏移等优势。基于标定结果设计的故障支路识别判据仅利用了单一测点在不同线路故障下的时差特性, 对数据量要求低且不易受同步误差、运行方式的影响。

3) 基于本文所提测距方法在故障发生后仅需对故障行波进行标定并求解简单的一元一次方程组即可实现故障测距, 精度较高且计算量小、计算速度快, 克服了迭代测距法计算次数多、基于人工智能算法的测距方法样本需求高等不足。

4) 所提测距方法无需标定折反射波头, 在拓扑复杂的混合多端直流输电系统中适用性强。仿真结果表明所提方案在不同故障条件下均具有较高的测距精度, 受噪声(20 dB)影响较小, 耐过渡电阻能力强(500  $\Omega$ ), 在线路长度变化、线路参数波动的情况下仍具有高于传统双端行波测距法的精度。

#### 参考文献

- [1] 贺宇阳, 马千里, 于飞, 等. 基于 CRS-LMD 和 SVD 的 MMC-HVDC 线路故障测距方法[J]. 电力系统保护与

- 控制, 2024, 52(1): 121-132.
- HE Yuyang, MA Qianli, YU Fei, et al. Fault location of an MMC-HVDC line based on CRS-LMD and SVD[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(1): 121-132.
- [2] 赵妍, 孙延, 聂永辉. 基于格拉姆角差场和迁移残差网络的 HVDC 线路故障识别[J]. *电力建设*, 2024, 45(8): 118-127.
- ZHAO Yan, SUN Yan, NIE Yonghui. HVDC line fault identification based on the gram angle difference field and transfer residual network[J]. *Electric Power Construction*, 2024, 45(8): 118-127.
- [3] 辛业春, 刘奇, 王拓, 等. 抑制 LCC-HVDC 后续换相失败的改进型电流偏差控制策略[J]. *电力建设*, 2024, 45(3): 97-106.
- XIN Yechun, LIU Qi, WANG Tuo, et al. An improved current deviation control strategy for suppressing subsequent commutation failure of LCC-HVDC[J]. *Electric Power Construction*, 2024, 45(3): 97-106.
- [4] 束洪春, 赵红芳, 张旭, 等. 昆柳龙混合直流工程送端换流站电气主接线可靠性分析[J]. *电力系统自动化*, 2021, 45(22): 115-123.
- SHU Hongchun, ZHAO Hongfang, ZHANG Xu, et al. Reliability analysis of main electrical connection for sending-end converter station in Kunliulong hybrid DC project of China[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2021, 45(22): 115-123.
- [5] 杨冬锋, 王鹤, 刘晓军, 等. 基于 VMD-SVD 的多端柔直电网故障测距方案[J]. *电网技术*, 2022, 46(8): 3084-3095.
- YANG Dongfeng, WANG He, LIU Xiaojun, et al. Fault location scheme for multi-terminal MMC-HVDC system based on VMD-SVD[J]. *Power System Technology*, 2022, 46(8): 3084-3095.
- [6] 刘志栋, 陈羽, 孙伶俐, 等. 基于波前陡度的直流输电线路单端行波测距方法[J]. *电网与清洁能源*, 2023, 39(6): 70-79.
- LIU Zhidong, CHEN Yu, SUN Lingyan, et al. A single-ended traveling wave location method for DC transmission lines based on wavefront steepness[J]. *Power System and Clean Energy*, 2023, 39(6): 70-79.
- [7] 王波, 刘世明, 赵永森. 基于特勒根拟功率定理的直流输电线路故障测距[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(9): 3381-3389.
- WANG Bo, LIU Shiming, ZHAO Yongsen. Fault location for HVDC transmission lines based on Tellegen's quasi-power theorem[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(9): 3381-3389.
- [8] 元臻康, 王浩宗, 董新洲, 等. 不依赖 GNSS 的输电线路双端行波故障测距[J/OL]. *中国电机工程学报*: 1-11[2024-03-28]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.230032>.
- QI Zhenkang, WANG Haozong, DONG Xinzhou, et al. A GNSS-independent two-terminal traveling wave fault location scheme for transmission lines[J/OL]. *Proceedings of the CSEE*: 1-11[2024-03-28]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.230032>.
- [9] 马晓锋, 安军, 高志强, 等. 基于 CEEMDAN 和 TEO 的配电网行波故障定位方法[J]. *电力科学与技术学报*, 2023, 38(6): 87-95.
- MA Xiaofeng, AN Jun, GAO Zhiqiang, et al. A traveling-wave fault location method based on CEEMDAN and NTEO for distribution networks[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2023, 38(6): 87-95.
- [10] 高淑萍, 徐振曦, 宋国兵, 等. 基于小波阈值去噪和 CEEMD 的混合三端直流输电线路故障测距[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(3): 29-40.
- GAO Shuping, XU Zhenxi, SONG Guobing, et al. Fault location of hybrid three-terminal HVDC transmission lines based on wavelet threshold denoising and CEEMD[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(3): 29-40.
- [11] 王洪彬, 周念成, 王伟, 等. 基于行波模态分解的特高压直流输电线路双端行波测距方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(1): 109-120.
- WANG Hongbin, ZHOU Niancheng, WANG Wei, et al. A double-terminal fault location method for UHVDC transmission lines based on traveling wave mode decomposition[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(1): 109-120.
- [12] 王炜, 王全金, 尹力, 等. 基于零模行波波速量化的高压输电线路双端故障定位方法[J]. *电力自动化设备*, 2022, 42(12): 165-170.
- WANG Wei, WANG Quanjin, YIN Li, et al. Two-terminal fault location method for high-voltage transmission line based on zero-mode traveling wave velocity quantization[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2022, 42(12): 165-170.
- [13] 李自乾, 樊艳芳, 胡剑生. 不受波速影响的特高压直流输电线路单端故障测距方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(18): 142-148.
- LI Ziqian, FAN Yanfang, HU Jiansheng. Single terminal fault location method of UHVDC transmission line immune to wave speed[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(18): 142-148.
- [14] 孙广, 王阳, 薛枫, 等. 特高压直流输电线路改进双端行波故障定位方法研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(14): 113-120.

- SUN Guang, WANG Yang, XUE Feng, et al. Research on an improved double-terminal traveling wave fault location method for UHVDC project[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(14): 113-120.
- [15] 雷朝煜, 郝良收, 戴甲水, 等. 高压直流输电线路故障定位研究综述[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(11): 178-187.
- LEI Zhaoyu, HAO Liangshou, DAI Jiashui, et al. A review of fault location methods in HVDC transmission lines[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(11): 178-187.
- [16] 王雪芹, 张大海, 李猛, 等. 基于小波能量谱和 SSA-GRU 的混合直流输电系统故障测距方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(12): 14-24.
- WANG Xueqin, ZHANG Dahai, LI Meng, et al. Fault location method for a hybrid DC transmission system based on wavelet energy spectrum and SSA-GRU[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(12): 14-24.
- [17] 戴志辉, 奚潇睿, 秦昊宇, 等. 基于行波时差特性的直流输电线路组合式故障测距方法[J/OL]. *现代电力*: 1-9[2024-07-04]. <https://doi.org/10.19725/j.cnki.1007-2322.2023.0248>.
- DAI Zhihui, XI Xiaorui, QIN Haoyu, et al. Combined fault location method for DC transmission lines based on traveling wave time difference characteristics[J]. *Modern Electric Power*: 1-9[2024-07-04]. <https://doi.org/10.19725/j.cnki.1007-2322.2023.0248>.
- [18] REZA R, KOOCHANKI A. A hybrid method based on optimized neuro-fuzzy system and effective features for fault location in VSC-HVDC systems[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 70861-70869.
- [19] 段宽, 樊艳芳, 王永进, 等. 基于波速补偿故障距离逐步逼近的直流线路行波测距方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(11): 70-78.
- DUAN Kuan, FAN Yanfang, WANG Yongjin, et al. A traveling wave ranging method for a DC line based on wave velocity compensation and fault distance approaching its real value gradually[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(11): 70-78.
- [20] 王永进, 樊艳芳, 唐勇, 等. 考虑强非线性和波速变化特性的特高压直流输电线路故障测距方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(5): 17-25.
- WANG Yongjin, FAN Yanfang, TANG Yong, et al. Fault location method for UHVDC transmission lines considering strong nonlinearity and wave velocity variation characteristics[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(5): 17-25.
- [21] 闫丽梅, 付春耕, 徐建军, 等. 基于改进插值 HHT 算法的输电线路行波故障测距[J]. *国外电子测量技术*, 2019, 38(9): 1-6.
- YAN Limei, FU Chungeng, XU Jianjun, et al. Transmission line fault location based on improved HHT interpolation algorithm[J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2019, 38(9): 1-6.
- [22] WANG Y, ZHOUL F, FENG D. An improved numerical manifold method model for groundwater flow problems[J]. *Engineering Analysis with Boundary Elements*, 2021, 125: 218-232.
- [23] LIU Z, JIN Y, ZUO M J, et al. Time-frequency representation based on robust local mean decomposition[J]. *Mechanical Systems & Signal Processing*, 2016, 95: 468-487.
- [24] 杨亮, 吴浩, 胡潇涛, 等. 基于 MRSVD-RF 的同杆双回线路故障识别[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2022, 34(1): 65-75.
- YANG Liang, WU Hao, HU Xiaotao, et al. Fault identification of double-circuit line on the same tower based on MRSVD-RF[J]. *Proceedings of the CSU-EPSCA*, 2022, 34(1): 65-75.
- [25] 徐伟宗. 采样频率对行波测距影响的仿真分析[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2014, 26(6): 76-80.
- XU Weizong. Simulation analysis of impacts of sampling frequency on traveling wave ranging[J]. *Proceedings of the CSU-EPSCA*, 2014, 26(6): 76-80.
- [26] 黄丽娜. 气象条件对架空输电线路参数的影响及校正方法研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2019.
- HUANG Lina. Influence of meteorological conditions on overhead transmission line parameters and correction method[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2019.
- [27] 宁毅, 魏志刚, 周建雄. 基于改进 EMD 和小波阈值的混合机低速重载轴承故障诊断[J]. *噪声与振动控制*, 2020, 40(6): 134-139.
- NING Yi, WEI Zhigang, ZHOU Jianxiong. Fault diagnosis of low-speed heavy-duty bearings of mixers based on improved EMD and wavelet threshold[J]. *Noise and Vibration Control*, 2020, 40(6): 134-139.

收稿日期: 2024-04-06; 修回日期: 2024-08-16

作者简介:

戴志辉(1980—), 男, 通信作者, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统保护与控制; E-mail: daihuadian@163.com

奚潇睿(2000—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力系统保护与控制。E-mail: xixryx@163.com

(编辑 魏小丽)