

基于整周期自适应采样的树形配电线接地故障诊断

贾文超¹, 尤文¹, 宋丹¹, 许承斌²

(1. 长春工业大学电气与电子工程学院, 吉林 长春 130012; 2. 哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 基于整周期自适应采样算法实现离线故障诊断信号倍频采样, 并给出了在树形分支配线路单相接地故障诊断中的具体应用。本分析法具有硬件电路简单, 倍频采样精度高, 运算速度快等优点。实验表明, 本方法可从复杂噪声中提取诊断信号, 实现故障分支识别和接地点测距。

关键词: 故障测距; 自适应采样; 整周期采样

中图分类号: TM711 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2004)13-0020-04

0 引言

电力线路故障测距算法从原理上看主要有两类, 即阻抗法和行波法, 但它们多数只适用于无分支线路。对于多分支树形配线路而言, 在单节点可测情况下, 若利用无分支诊断方程迭代求解, 由于分支的引入, 测距时会出现等效伪故障点。由于现场采集到的数据含有噪声, 当使用多频法识别伪故障时, 常使多频法失效。以往的研究多侧重于在真实诊断信号下的故障测距算法, 而从复杂噪声中提取诊断信号, 是提高故障诊断精度和识别伪故障的前提。

现场采集的诊断信号通常含有多种频率分量, 这些分量可分两类: 频率等于激励信号源频率的诊断信号和它的各次谐波, 以及频率不是激励信号源频率整数倍的非整倍频分量。仅通过波形分析难于获取精确的诊断信号, 非整周期采样存在谱泄漏和栅栏效应^[1,2]。鉴于此, 本文基于整周期自适应采样算法对诊断信号进行谱分析, 有效地提取精确的幅相信息。应用此信息构造的故障测距装置避免了谱泄漏效应和截断误差, 可在单节点可测下, 实现故障分支识别及接地点测距。对于系统参数, 在不同的自然条件下测试多组保存于数据文件中, 依据诊断时的自然条件选择相应的一组, 测试方法见参考文献[3]。

1 多分支线路故障定位算法

1.1 无分支线路单相接地模型和故障诊断方程

本文研究等边三角形换位架线方式线路的单一故障诊断, 因此研究三相中的任一相接地均具有

普遍意义。假定 A 相在 x 处发生单相接地故障, 形成不对称三相电路。停电后在始端将三相短接并加入正弦激励源和电流检测电阻, 则单相接地电路模型和测试电路如图 1 所示。对于图 1 电路若测得激励源电压相量 U_S 和检测电阻电压相量 U_r , 则线路起端相量可表示为:

$$U_1 = U_S - U_r, I_1 = \frac{U_r}{R} \quad (1)$$

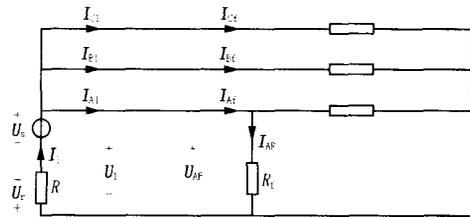


图 1 单相接地故障模型

Fig. 1 Single-phase to ground fault model

应用始端边界条件: $U_{A1} = U_{B1} = U_{C1} = U_1$ 和 $I_{A1} + I_{B1} + I_{C1} = I_1$, 则 A 相始端的电压、电流零序分量和正序分量可分别表示为:

$$\begin{cases} U_{A1}^{(0)} = U_1 \\ I_{A1}^{(0)} = \frac{1}{3} I_1 \\ U_{A1}^{(1)} = U_{A1}^{(2)} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中: $U_{A1}^{(0)}$ 、 $U_{A1}^{(1)}$ 、 $U_{A1}^{(2)}$ 和 $I_{A1}^{(0)}$ 分别表示 A 相始端的电压零序、正序、负序分量和电流的零序分量。

在故障点 x 处将三相对地阻抗分别用电压源 U_{Af} 、 U_{Bf} 和 U_{Cf} 置换, 于是 x 处满足边界条件: I_{AR}

$I_{BR} = I_{CR}$ 和 $U_{Af} = U_{Bf} = U_{Cf}$, 由对称分量法可得:

$$\begin{cases} I_{AR}^{(0)} = I_{AR}^{(1)} = I_{AR}^{(2)} = \frac{1}{3} I_{AR} \\ U_{Af}^{(1)} = U_{Af}^{(2)} \end{cases} \quad (3)$$

由零序等效电路和传输线方程及终端方程可分

别得到 A 相 x 处过渡电阻两端电压的零序分量和流经过渡电阻的零序电流分量:

$$\begin{cases} U_{Af}^{(0)} = U_1 \operatorname{ch}_{0x} - \frac{1}{3} z_{c0} I_1 \operatorname{sh}_{0x} \\ I_{AR}^{(0)} = \frac{1}{3} I_1 \operatorname{ch}_{0x} - \frac{1}{z_{c0}} U_1 \operatorname{sh}_{0x} - \\ [\operatorname{ch}_{0(l-x)} + \frac{z_2^{(0)}}{z_{c0}} \operatorname{sh}_{0(l-x)}] \cdot \\ \frac{U_1 \operatorname{ch}_{0x} - \frac{1}{3} z_{c0} I_1 \operatorname{sh}_{0x}}{z_2^{(0)} \operatorname{ch}_{0(l-x)} + z_{c0} \operatorname{sh}_{0(l-x)}} \end{cases} \quad (4)$$

式中 z_{c0} 分别是线路零序传播常数和零序波阻抗, $z_2^{(0)}$ 是负载的零序阻抗。

由正序等效电路可分别求出故障点 x 处的前向和后向等效正序阻抗:

$$\begin{cases} z_1^{(1)} = \frac{\operatorname{sh}_{1x}}{\operatorname{ch}_{1x}} z_{c1} \\ z_1^{(1)} = \frac{z_{c1} [z_2^{(1)} \operatorname{ch}_{1(l-x)} + z_{c1} \operatorname{sh}_{1(l-x)}]}{z_{c1} \operatorname{sh}_{1(l-x)} + z_2^{(1)} \operatorname{ch}_{1(l-x)}} \end{cases} \quad (5)$$

式中 z_{c1} 是线路的正序传播常数和正序波阻抗, $z_2^{(1)}$ 是负载的等效正序阻抗。

由式(3)、(5)可得到:

$$U_{Af}^{(1)} = - I_{AR}^{(0)} \frac{z_1^{(1)} z_1^{(1)}}{z_1^{(1)} + z_1^{(1)}} \quad (6)$$

由式(3)、(4)、(5)和(6)可得到过渡电阻:

$$R_f = \frac{U_{Af}}{I_{AR}} = \frac{U_{Af}^{(0)} + 2 U_{Af}^{(1)}}{3 I_{AR}^{(0)}} \quad (7)$$

因过渡电阻为实数,令上式虚部为零,即:

$$\operatorname{Im}[R_f] = 0 \quad (8)$$

式(8)即为故障诊断方程,对其迭代求解就可求得故障距离 x 。

1.2 树形分支的处理方法

在起端单节点可测的情况下,将上述诊断方程推广应用于树形分支线路(见图2),需解决三方面内容:各分支终端等效负载的获取;各分支起端电压电流相量的获取;伪故障的识别。

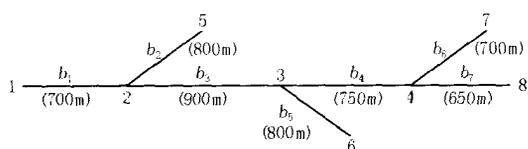


图2 树形配电线

Fig.2 Radial distribution network

图2是一条8节点、7分支树形分支线路。首先,对各节点、分支进行编号,并转换成计算机易于识别的信息,以形成适应计算要求的流程控制信息。图2中有 $b_1 \sim b_7$ 共7个分支,将与1节点连接的分支化为第一层,将与2节点连接的分支化为第二层,以此类推,将与3、4节点连接的分支分别化为第三层、第四层。诊断时假定故障发生在第 n 层 ($n=1 \sim 4$) 的 k 分支 ($k=1 \sim 7$),其他分支均正常。如此,利用诊断方程逐层、逐分支进行故障点搜索。对 k 分支终端等效阻抗,利用与 k 分支终端相连的分支输入阻抗相加而得到。 k 分支起端电压电流相量可利用传输线方程从1节点逐次向后传递得到。

利用诊断方程逐层、逐分支搜索过程中。可能求出多个故障分支,即存在伪故障。对于伪故障的识别,利用模拟电路故障诊断伪故障识别的双频法进行区分。

2 检测信号的整周期采样算法

检测信号经抗混叠滤波器后用 $x(t)$ 表示。对 $x(t)$ 作抽样时,应选取的抽样频率 $f_s > 2f_c$,其中 f_c 是 $x(t)$ 的最高频率分量。A/D 转换后将得到的离散序列用 $x(n)$ 表示,对于离散序列 $x(n)$,其离散傅里叶变换(DFT)的公式为:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}, x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-nk},$$

式中: $k=0,1, \dots, N-1$, $W_N^{kn} = e^{-j2\pi kn/N}$ 。

设 $x(t)$ 是周期为 T_0 的周期信号,其傅里叶级

数为: $x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(nf_0) e^{jn\omega_0 t}$, (式中: $\omega_0 = 2\pi/T_0$)。傅里叶级数系数:

$$X(nf_0) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (10)$$

采用矩形窗函数截取信号,对 $x(t)$ 进行傅里叶变换: $X_l(t) = x(t) w(t)$

设 $w(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq T_0/2 \\ 0 & |t| > T_0/2 \end{cases}$, 即窗函数长度恰好取周期信号的一个周期,则

$$X_l(\omega) = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) w(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (11)$$

比较(10)、(11)两式,可得:

$$X(nf_0) = \frac{1}{T_0} X_l(\omega) \Big|_{\omega = n\omega_0}$$

当矩形窗函数的宽度为周期信号的正整数倍

时,可证: $X(nf_0) = \frac{1}{iT_0} X_l(\) \Big|_{=n} = 0$ (i 为正整

数) 式中: $X_l(\) = \int_{-iT_0/2}^{T_0/2} x(t)e^{-j\omega t} dt$, 当 $kf_s = nf_0$ 时, $X(nf_0) = \frac{T_s}{iT_0} X(k)$, 其中: k, n 为正整数。

由于抽样点数 $N = iT_0/T_s$, 代入上式

$$X(nf_0) = \frac{1}{N} X(k)$$

可得出结论:对于周期信号任截取 i 个周期, 求其傅里叶变换 $X(k)$, 在 k/i 的整数倍频率点上, $X(k)$ 乘以 $1/N$ 就等于周期信号复数傅里叶级数的系数 $X(nf_0)$ 。

设 N 为采样点数, $K=2^n$ 为每周期采样点数, 采样时间为 T , 则采样频率 f 为 N/T , 经 FFT 后, 每相邻的频率间隔为 $1/T$, 变换后, 测试信号频率为 $f/k = n/(kT) = q/T$, 其中 $q = N/k$ 为采样周期数。因 FFT 谱线的离散性, 只有在采样周期数为正整数时, 才能正好对应 FFT 的某一谱线, 从而能够准确获得与激励信号同频信号的幅值谱。如果采样周期数不为正整数, 就不能准确获得与激励同频信号的值。当 T_0 或 T_s 波动时, 采用下述自适应抽样算法, 使其最大限度地逼近理想抽样序列。

4 检测信号自适应抽样算法

设 $x(t)$ 为检测信号, 其周期为 T_0 。采样间隔为 T_s , 抽样结果为 $x(nT_s)$, 通过长度为 LT_0 的数据窗后, 得到 N 点的离散序列 $x(nT_s)$, 则有:

$$\frac{LT_0}{T_s} = N \text{ 或 } \frac{f_s}{f_0} = \frac{N}{L}$$

式中: N 表示抽样点数, f_s 和 f_0 分别是抽样频率和周期信号频率。

若理想抽样周期 T_{s0} 满足关系式: $\frac{LT_0}{T_{s0}} = N$, 周期信号频率和抽样频率匹配, 就会得到精确的信号谱, 算法不必调整。若两者不匹配, 当实际抽样周期为 T_s 时, 满足关系式: $[\frac{LT_0}{T_s}] = N$, “[] ”表示取整算子, 用 T_s 逼近 T_{s0} , 其误差关系式为: $T_s - T_{s0} = e$, 其中:

$$|e| < \frac{T_{s0}}{2N} \tag{12}$$

设 $x(n)$ 为实际抽样序列, $x_0(n)$ 为理想抽样序列, 则由式(12)得:

$$X_0(n) = X_a(nT_{s0}) = X_a(nT_s - ne) \tag{13}$$

将式(13)作泰勒级数展开, 忽略高级数, 有:

$$X_0(n) = X_a(nT_s) - X(nT_s)ne \tag{14}$$

由上式推得:

$$\begin{aligned} X_0(n+N) &= X_a(n+N)T_s - X(n+N)(T_{s0} + e) \\ &= X_a(nT_{s0} + NT_{s0} + ne + Ne) = \\ &= X_a(nT_{s0} + ne + Ne) = X_a[n(T_{s0} + e) + Ne] \\ &= X_a(nT_s + Ne) \end{aligned}$$

由导数定义:

$$\begin{aligned} X(nT_s) \frac{X_a(nT_s + Ne) - X_a(nT_s)}{Ne} &= \\ \frac{X_a(n+N)T_s - X_a(nT_s)}{Ne} &= \\ \frac{X_a(n+N) - X_a(n)}{Ne} & \tag{15} \end{aligned}$$

于是:

$$X_0(n) = X(n) + \frac{n}{N} \{ X(n) - X(n+N) \} \tag{16}$$

式(16)为检测信号抽样补偿算法。抽样序列的改进只需一次加法和一次乘法运算, 适合实时信号处理。

4 算例分析

4.1 系统参数测量误差对测距精度的影响

表 1 故障测距诊断结果

Tab.1 Diagnosis results of fault location

节 点	设置故障		诊断结果		
	采样 方式	故障 排序	故障 分支	双频诊断 距离差/m	故障距离 /m
2	非整周期	1	3	4.804 316	14.793 227
		2	2	4.826 003	14.919 707
	整周期	1	3	0.895 347	3.637 981
		2	2	0.910 547	3.600 267
5	非整周期	1	2	13.109 633	787.330 350
		2	3	14.705 590	806.390 950
	整周期	1	2	13.915 621	789.701 423
		2	3	16.850 468	811.491 747
6	非整周期	1	5	8.396 763	815.091 712
		2	6	16.694 914	71.915 566
		3	7	18.218 710	73.502 764
	整周期	1	5	5.822 542	804.878 476
		2	6	16.142 392	64.685 532
		3	7	18.243 283	67.570 792

根据现场实际架线方式、布线的几何结构、线径跨距等参数。经计算构建图 2 的模拟仿真线路。选择测试信号频率分别为 6 kHz 和 10 kHz, 以确保诊断方程在线长范围内单调。将故障点分别设置在几个节点上。当过渡电阻为 100 Ω 时的诊断结果见表 1。系统参数的测量误差会对测距精度产生影响, 利

用计算机对图 2 电路仿真,分析了波参数、终端负载的测量误差对测距精度的影响。若将故障点设在 b5 分支的 100 m 处。则当零序波参数测量误差为 0.5 % 时,测距误差为 2 %,正序波参数测量误差为 0.5 % 时,测距误差为 1.5 %,终端阻抗测量误差为 5 % 时,测距误差为 0.5 %。

从以上诊断结果可见,按两种诊断频率测距距离差对故障进行排序,都将真实故障排在第一位,可准确识别伪故障。从两种采样方式上看,整周期自适应采样测距精度高于非整周期采样。且从大量的实验中发现,非整周期采样算法在过渡电阻大于 250 Ω 时,已不能识别伪故障。而整周期自适应采样算法过渡电阻在 400 Ω 时仍能识别伪故障。

5 结论

模型线路上的大量实验表明,文中测距算法可在单节点可测时,实现树形分支配电线路接地点的识别和接地点测距。采用整周期自适应采样算法,可有效地剔除背景干扰,提高测试相量的检测精度。

Fault diagnosis for line to ground of radial distribution network based on full period adaptive sampling

JIA Wen-chao¹, YOU Wen¹, SONG Dan¹, XU Cheng-bin²

(1. College of Electric & Electronic Engineering, Changchun University of Technology, Changchun 130012, China;

2. Department Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Based on full period adaptive sampling method, the paper samples off-line fault diagnosis signal. An application of the method in single-phase-to-ground fault diagnosis is also presented on radial distribution network. The circuit is compact and has high precision and calculation speed with this method. Results show that the method can not only gain the diagnosis signal value from mixed noise but also realize fault-branch identification and fault location.

Key words: fault location; adaptive sampling; full period sampling

(上接第 10 页 continued from page 10)

Application of wavelet multiresolution decomposition using Daubechies in voltage flicker analysis

LIU Hui-jin, WU Yu-rong, XIONG Ling-ling

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: Voltage flicker is a low-frequency and time-varying non-stationary signal. Traditional Fourier transform has large limitation when it analyzes non-stationary signal. However, wavelet transform has outstanding time-frequency localization characteristics. Consequently, it is a powerful tool to analyze such signal. The paper proposes a method which uses wavelet multiresolution analysis to extract characteristics of voltage flicker. Furthermore, different N (number of vanishing moments) of Daubechies wavelet basis are selected to extract the characteristics, localize the time, and denoising according to the property of wavelet function and the analyzing object. The signal frequency and amplitude can be achieved using the time-frequency information and wavelet transform modulus maxima are detected to localize the start time and end time of voltage flicker and denoising by soft-threshold respectively. The simulations show that the methods can get better results.

Key words: voltage flicker; Daubechies wavelet; multiresolution analysis;

参考文献:

- [1] Harris FJ. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with Discrete Fourier Transform [J]. IEEE Proc, 1989, 66(6): 51-83.
- [2] Grandke T. Interpolation Algorithm for Discrete Fourier Transform of Weighted Signals [J]. IEEE Trans on Instrum Meas, 1983, IM-32(6): 350-355.
- [3] 张亦慧, 韩凤玲, 束洪春 (ZHANG Yi-hui, HAN Feng-ling, SHU Hong-chun). 耦合传输线参数测试 (Parameter Measurement of Coupled Transmissin Lines) [J]. 哈尔滨工业大学学报 (Journal of Harbin Institute of Technology), 1994, 26(3): 79-83.

收稿日期: 2003-10-09; 修回日期: 2004-02-07

作者简介:

贾文超(1965-), 男, 硕士, 副教授, 从事计算机技术教学和电力系统故障诊断研究工作; E-mail: khdz@263.net

尤文(1960-), 男, 博士, 教授, 从事智能仪器教学与研究工作;

宋丹(1980-), 女, 硕士生, 从事检测技术方面研究工作。