

基于 Daubechies 小波的多分辨分解 在电压闪变信号分析中的应用

刘会金, 吴玉蓉, 熊玲玲

(武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 电压闪变是低频时变的非平稳信号, 传统的傅里叶变换在分析非平稳信号方面存在很大的局限性, 而小波变换具有时频局域化性质, 是分析这类信号的有力工具。提出了利用小波多分辨分析提取电压闪变信号的方法, 并根据小波函数的特点和分析的目的, 选用不同 N 值(消失矩阶数)的 Daubechies 小波对闪变信号进行特征提取、定位及去噪处理。根据调幅波的时频信息, 获得闪变信号的频率和幅值; 通过检测小波变换模极大值, 实现了对电压闪变发生、恢复时间的精确定位; 并采用软阈值方法消去电压闪变信号中的噪声。仿真结果表明, 不同 N 值的 Daubechies 小波和多分辨分析的结合在信号分析中可以取得良好的效果。

关键词: 电压闪变; Daubechies 小波; 多分辨分析; 去噪

中图分类号: O177; TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-4897(2004)13-0006-05

0 引言

电压闪变是指频率在 0.5 ~ 30 Hz 时包络线内电压的有规则变动或者幅值通常不超出 0.9 p. u. 至 1.1 p. u. 的一系列电压随机变化。其闪变敏感的频率范围集中在 6 ~ 12 Hz, 其中正弦调幅波在 8.8 Hz 的照度波动最为敏感。

电压闪变为调幅波, 为低频时变的非平稳扰动信号, 电压闪变的特征量主要通过闪变波动的幅值、频率以及闪变发生和结束的时间来表现。由于傅里叶变换只揭示了时间函数与频谱函数之间的内在联系, 所提取的信号频谱反映的是信号在整个时间范围内的全部频谱成分, 而不能体现信号的突发性的局部化特征。因此, 傅里叶变换没有时间定位或时间局域化的能力, 不能用来分析电压闪变信号。

本文采用小波多分辨分析提取电压闪变的特征量, 即闪变的频率、幅值以及闪变发生和结束的时间。根据解调信号的时频特性以及小波函数本身的特点, 选用不同 N 值的 Daubechies 小波对闪变信号进行多分辨分解, 以得到相关频带上的小波系数。利用小波逆变换重构提取信号的频率和幅值。并根据小波变换系数的模极大值特性准确地检测出闪变发生和结束的时间。本文还对闪变信号的去噪方法进行了阐述。仿真研究验证了本方法的可行性。

1 小波分析

1.1 小波变换

小波变换是采用小波函数系来逼近信号的, 它可

分为连续小波变换和离散小波变换两种。任意平方可积信号 $f(x) \in L^2(R)$ 的连续小波变换定义^[1]为:

$$WT(b, a) = \langle f(x), \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) dx \quad (1)$$

式中: $\psi_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right)$ 为小波函数, 它是由小波母函数 $\psi(x)$ 生成的; a 为尺度因子; b 为平移参数; “ $-$ ”表示取共轭。无论在任何情况和场合, 都要求它满足容许条件 $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(x) dx = 0$ 。通常采用的是离散二进制的动态采样网格, 即 $a = 2^{-j}, b = 2^j k$ 。这样, $\psi_{a,b}(x)$ 可以用 $\psi_{j,k}(x) = 2^{j/2} \psi(2^j x - k)$ $j, k \in \mathbb{Z}$ 来表示。那么, 离散二进小波变换可表示为:

$$d_k^j = \langle f, \psi_{j,k} \rangle \quad (2)$$

如果 $\psi_{j,k}(x)$ 为规范正交基, 对于不同的 j, k , $\psi_{j,k}(x)$ 是正交的, 故随着 j 的变化, 这些频带是独立的, 且覆盖了整个频率轴。

1.2 信号多分辨分析的分解和重构

实际应用中, 信号 $f(x)$ 是离散序列, 则需要参数 a 和 b 也是离散化的值。本文采用二进离散小波变换, 其实现算法为基于多分辨分析的 Mallat 塔式分解算法^[3]。

设 $\{V_j\}, j \in \mathbb{Z}$ 是一多分辨分析, $\psi_j(x)$ 和 $\psi_{j+1}(x)$ 为相应的尺度函数和小波函数, 对于任意信号 $f(x) \in L^2(R)$, 可采用多分辨分析分解公式表示为^[4]:

$$f(x) = \sum_k c_k^J \psi_{J,k}(x) + \sum_{j=1}^J \sum_k d_k^j \psi_{j,k}(x) \quad (3)$$

式中:右边第一部分为 $f(x)$ 在尺度空间 $\{V_j\}, j \in \mathbf{Z}$ 中的投影,系数 c_k^j 是信号 $f(x)$ 的离散平滑逼近;右边第二部分 $f(x)$ 为在小波空间 $\{W_j\}, j \in \mathbf{Z}$ 中的投影,系数 d_k^j 是信号 $f(x)$ 的离散细节信号,即小波变换系数。

根据 $V_{j-1} = V_j \oplus W_j, V_j = V_{j-1} \cup W_{j-1}$, 基于多分辨率分析理论,小波分解的 Mallat 算法为:

$$\begin{cases} c_k^{j-1} = \sum_l h_{l-2k} c_l^j \\ d_k^{j-1} = \sum_l g_{l-2k} c_l^j \end{cases} \quad (4)$$

小波重构的 Mallat 算法:

$$c_k^j = \sum_l [h_{k-2l} c_l^{j-1} + g_{k-2l} d_l^{j-1}] \quad (5)$$

式(4)和式(5)中, $h_0(k)$ 为低通数字滤波器的单位取样响应, $g_0(k)$ 为高通数字滤波器的单位取样响应。取 $g_0(k) = (-1)^k h_0(k)$, 它们构成正交镜像对称滤波器组。

1.3 基小波的选择

小波基函数的选择是小波应用的关键,也是小波应用中有待进一步研究的工作。目前,已存在好几种不同的基小波,如 Haar 小波、Daubechies 小波、Coiflets 小波和 Symlets 小波等。对于同种信号,由于不同的小波基在正交性、紧支性、平滑性甚至对称性上表现出不同的特性,对于同一信号,采用不同的小波基函数的分析效果是不同的。Haar 小波是不连续的,频域局部性差,结构简单,常应用于理论研究中。Daubechies 小波由于其对非平稳信号的灵敏性得到了广泛的应用^[5,6]。根据 Daubechies 小波的正交、时频紧支撑、高正规性和具有 Mallat 快速算法等特点,对于检测信号的奇异性具有很好的特性。本文采用 Daubechies 正交小波分析电压闪变信号。

由于闪变信号的调幅波的变化,采用不同 N 值的 Daubechies 小波,可以得到不同的处理效果。 N 越大,其滤波器的长度越长,滤波性能越好,但信号处理的时延也越长,即时域定位性变差。基于此特性,在对闪变信号进行特征提取时,所要分析的时调幅波的频率和幅值,应选择选频特性较好的小波,以消除频谱泄漏误差。而对于单一频率的调幅波,其时频特性没有多频率信号的闪变信号对频域局部性的要求高。故在本文中,对单一频率的闪变信号采用 Daubechies - 5 小波进行分析,对于多频率的闪变信号则采用 Daubechies - 24 小波,均可以良好地提取其频带信号,检测出闪变的频率和幅值。

电压波动和闪变信号的定位则要求能准确提取

非平稳信号的瞬时突变成分,准确检测出信号的奇异位置。文献[5]指出, Daubechies - 4 小波相对于其他 Daubechies 小波,具有最短的时窗,因而具有比其他小波更好的时间分辨率,应用在信号的时间定位分析中可得到良好的效果。而为了消除信号中的噪声,应寻求能够尽可能保留信号的突变特征,删掉不必要的干扰信息。由于噪声是随机的,无法预知其频带范围。并考虑到电压闪变信号的低频非平稳性等综合因素,本文采用 Daubechies - 8 小波来进行噪声的消除。

2 电压闪变信号的分析方法

电压闪变的波形是以工频电压(50 Hz/60 Hz)作为基波,在基波上附加一系列频率(0~30 Hz)的调幅波。其模型可用下面的数学表达式表示^[7]:

$$u(t) = U(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \quad (6)$$

式中, U 为工频载波电压的幅值; ω_c 为工频载波电压的角频率; m 为调幅波电压的幅值; ω_m 为调幅波电压的角频率。

2.1 电压波动和闪变信号的特征提取

1) 解调。电压闪变为调幅波,在检测电压闪变波动的幅度和频率时,首先对检测的电压闪变信号进行解调,将正弦信号 $2\cos(\omega_c t)$ 乘以电压闪变信号 $u(t)$,得

$$\begin{aligned} f(t) &= 2u(t)\cos \omega_c t = U(1 + m\cos \omega_m t) + \\ &\quad \frac{1}{2}Um\cos(2\omega_c + \omega_m)t + \frac{1}{2}Um\cos(2\omega_c - \omega_m)t \end{aligned} \quad (7)$$

经过低通滤波器滤除 $2\omega_c$ 附近的频率分量后,就可以得到频率为 ω_m 的低频调制信号(电压闪变信号) $u(t)$ 。理想的解调器应该使工频载波和闪变调幅波相位相同,否则将影响解调信号的幅度。应用锁相解调可保证两信号的相位差为零,实现同步检波。

2) 子带滤波器滤波。采用小波多分辨率信号分解的方法,通过低通子带滤波器,从 $f(t)$ 中检测调幅波(电压波动分量),其输出为:

$$Uv(t) = mU\cos \omega_m t \quad (8)$$

电压闪变的调幅波 $v(t)$ 携带着电压闪变的幅度和频率信息,通过对电压闪变信号进行多分辨率分解,得到信号在不同频带上的各种分量。由于电压闪变信号是低频信号,只需要提取其低频带信息,就可以得到闪变的特征信息。如当信号的采样率为 3.2 kHz 时,经过 6 层分解,可以得到子频带(0~25

Hz) 中的信号序列, 由此可以重构出电压闪变的调幅波信号, 并能检测出电压波动的信号频率和幅值。

2.2 电压波动和闪变信号的定位

小波变换的一个重要特点是它能确定函数奇异点的位置和奇异性指数。函数在某点具有奇异性是指信号在该点间断或它的某阶阶数不连续。在数学上通常用李氏指数来表征信号的奇异性。但李氏指数的计算过于复杂。由于奇异信号的小波变换将在奇异点处出现小波系数模极大值, 因此可以通过检测模极大值点来确定电压闪变发生时刻和持续时间。下面介绍小波变换模极大值检测原理^[3]。

设 (x) 是一个任意光滑函数, 则必须满足

$$\int_{-\infty}^{+\infty} (x) dx = 1, \lim_{|x| \rightarrow \infty} (x) = 0。设 (x) 一阶可导,$$

定义 $(x) = \frac{d(x)}{dx}$, 由于 $\lim_{|x| \rightarrow \infty} (x) = 0$, 则

$$\int_{-\infty}^{+\infty} (x) dx = 0, 故 (x) 可以作为基小波。引入记$$

号 $s(x) = \frac{1}{s} (\frac{x}{s})$, 表示函数 (x) 对尺度因子 s 的伸缩, 则对应尺度因子 s 的小波函数为:

$$s(x) = \frac{1}{s} (\frac{x}{s}) = d(x/s)/dx = sd_s(x)/dx \quad (9)$$

$f(x)$ 关于小波 (x) 在尺度 s 位置 x 上的小波变换为:

$$W_s f(x) = f * (s \frac{d_s(x)}{dx}) = s \frac{d}{dx} (f * s)(x) \quad (10)$$

因此, 小波变换 $W_s f(x)$ 是信号 $f(x)$ 在尺度下被光滑函数 $s(x)$ 平滑后的一阶导数, 函数的一阶导数的绝对值为极值时所对应的点为函数的拐点, 而一阶导数绝对值为极大值时所对应的点即为函数的突变点。所以当小波取为光滑函数的一阶导数时, 小波变换 $W_s f(x)$ 模极大值点就对应于信号 $f(x)$ 的突变点。

定义 1 在某一尺度 a_0 下, 如果存在一点 (a_0, b_0) , 对 b_0 的某一邻域内的任意点 b , 有 $|W_f(a_0, b)| > |W_f(a_0, b_0)|$, 则称 (a_0, b_0) 为小波变换的模极大值点。

定理 1^[2] 设 n 为一严格的整数, (t) 为 n 阶消失矩、 n 次连续可微和具有紧支集的小波, $f(t) \in L^1(c, d)$ ($[c, d]$ 为某一实数区间), 若存在尺度 $a_0 > 0$, 使得 $a < a_0, t \in (c, d), |W_f(a, b)|$ 没有局部极大值点, 则在区间 $(c + \frac{1}{a}, d - \frac{1}{a})$ 上是一致 Lipschitz - a (a 为一任意小的正数)。

这个定理证明: 如果小波变换在更小的尺度上不存在局部极大值, 那么在该邻域内不可能有奇异点。定理表明奇异点的存在与每一尺度都具有模极大值有关, 一般尺度从大到小, 模极大值点汇聚为奇异点。因而可利用多分辨分析, 对信号进行多尺度分解, 小波系数在信号的突变点具有模极大值。由于电压闪变信号的非平稳特性, 在其发生和结束时刻会产生一个细小的突变, 因此可以通过模极大值点的检测来实现信号的准确定位。

2.3 电压波动和闪变信号的去噪

由于信号的小波系数随尺度的增大而增大, 噪声的小波变换系数随尺度的增大而减小^[8]。因此, 可以设定一阈值, 利用该阈值按照一定的规则对小波系数进行阈值调整。对阈值调整后的各级小波系数进行重构, 得到消噪后的信号。由于噪声信号强度的随机性, 以及小波分解过程中信号与噪声的传播特性不同, 每一层小波分解系数所采用的阈值应该是随小波系数的变化而变化的。因此, 阈值的选取是去噪效果好坏的关键。常用的阈值有通用阈值、史坦(Stein)无偏风险阈值、启发式阈值、固定阈值和极大极小值原理阈值等。本文选取史坦(Stein)无偏风险阈值进行去噪^[9]。采用软阈值去噪的步骤如下:

- 1) 对电压闪变信号进行多尺度分解, 得到各尺度的低频系数和低频系数。
- 2) 小波分解高频系数的阈值量化。对每一尺度上的高频系数, 选择阈值进行量化处理。
- 3) 小波的重构。由小波分解的最大尺度的低频系数和量化处理后的各个尺度的高频系数, 进行小波重构, 得到去噪后的闪变信号。

3 仿真算例

3.1 提取电压闪变调幅波的仿真算例

应用上述的检波方法, 选择 Daubechies - 5 小波对含单一调幅波频率信号进行检波。取调幅波的系数 $m = 0.1$, 载波电压的幅值 $U = 1$ V, 载波电压的角频率 $\omega = 2 \times 50$ rad/s, 调幅波的角频率 $\omega = 2 \times 10$ rad/s。并通过 Matlab 进行仿真计算。电压闪变的原始信号、各子带滤波器输出的高频部分系数和第 6 层低频部分系数的计算结果如图 1 所示。对尺度 6 上的低频系数 c_6 重构后电压闪变的调幅波形如图 2 所示。

由图 2 可以看出, 波形的中心轴线为 1, 这是因为 $0 \sim 25$ Hz 的频带中含有直流成分为 1 V 的电压。

由于这不影响提取调幅波的幅值和频率,故在此没有必要进行直流滤波;还可以清楚地看出调幅波的频率为 10 Hz,调幅波的幅值为 0.1 V。

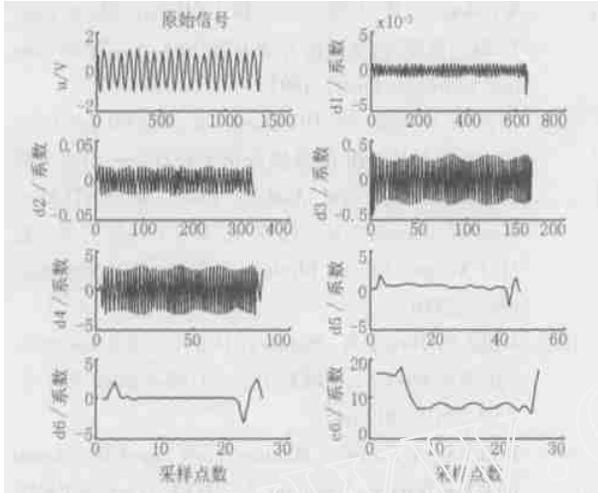


图 1 电压闪变信号通过各子带滤波器后的系数

Fig. 1 Coefficients of voltage flicker signal through wavelet filter

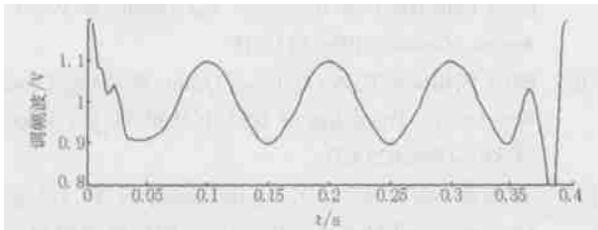


图 2 重构低频系数 c6 波形

Fig. 2 Reconstruction waveform of low-frequency coefficient c6

当调幅波频率混合多种频率时,同样可以利用多分辨率分解将其调制频率检测出来。取调幅波的频率为 3 Hz,9 Hz,15 Hz。采用 Daubechies - 24 小波对信号进行检波,根据频带的分解特性,此时要对低频系数 c6 (0 ~ 25 Hz) 进行再分解出低频系数 c8 (0 ~ 6.25 Hz)、高频系数 d8 (6.25 ~ 12.5 Hz) 和 d7 (12.5 ~ 25 Hz),并对它们进行重构,所得波形如图 3 所示。

从仿真结果可知,低频系数 c8 重构波形即为频率为 3 Hz 的调幅波;高频系数 d8 重构波形则显示频率为 9 Hz 的调幅波;高频系数 d7 重构的即是 15 Hz 的调幅波。图中清晰地显示了电压闪变的时频特性。因此采用本文提出的检波方法可以无失真地检测电压闪变调幅波的频率和幅值。

3.2 电压闪变定位的仿真算例

对信号进行多分辨率分析分解过程中,当信号出

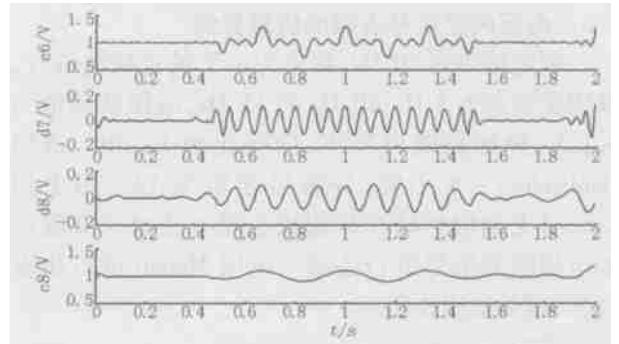


图 3 重构的电压闪变多频率调幅波波形

Fig. 3 Reconstruction amplitude modulation waveform of voltage flicker

现突变时,其小波变换后的系数具有模极大值,故可以通过对模极大值点的检测来确定电压闪变发生及结束的时刻。

假定 t 在 0 ~ 0.5 s 和 1.5 ~ 2 s 之间的信号是幅值为 220 V、频率为 50 Hz 的正弦波。在 $t = 0.5$ s 时发生电压闪变,其波动值为 22 V,波动的频率为 5 Hz;在 $t = 1.5$ s 时,闪变结束。利用 Daubechies - 4 小波进行多分辨率分析,检测电压闪变信号发生及结束时刻。应用 Matlab 进行仿真计算,结果如图 4 所示。

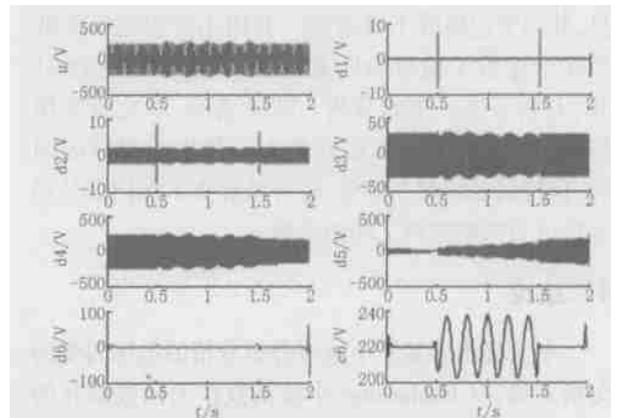


图 4 电压闪变信号的定位

Fig. 4 Location of voltage flicker signal

图 4 中的 d1 ~ d6、c6 表示由小波系数重构的相应频带的信号。由 d1 和 d2 高频系数重构的信号可以清楚地看出,在 0.5 s 发生电压闪变,在 1.5 s 时闪变结束。从本例可以看出,利用小波多分辨率分析可以精确地检测出电压闪变信号发生及结束的时间点。由 c6 重构的信号可以看出闪变的波动频率为 5 Hz,幅值为 22 V。同样可以精确地提取电压闪变调幅波的频率和幅值。

3.3 电压闪变信号去噪的仿真算例

假定频率为 50 Hz、幅值为 1 V 的正弦波信号,其闪变频率为 5 Hz、10 Hz 和 15 Hz,电压波动值为 0.1 V,叠加高斯白噪声,信噪比为 12 dB。选用 Daubechies - 8 小波,分解尺度数为 12。用史坦 (stein) 无偏似然估计软阈值去噪方法对含有噪声的电压闪变信号进行去噪。应用 Matlab 进行仿真计算,结果如图 5 所示。

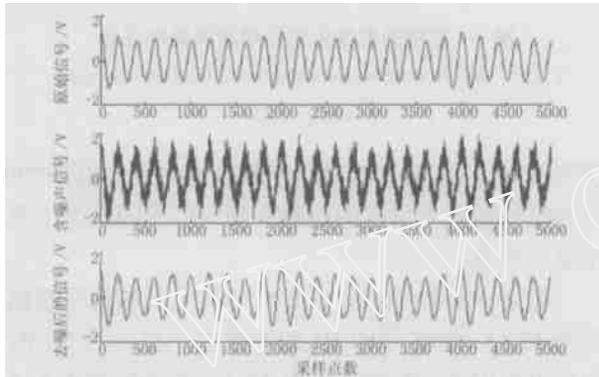


图 5 电压闪变信号的去噪

Fig. 5 De-noising of voltage flicker signal

由仿真图所示,添加了高斯白噪声的电压闪变信号由于噪声的存在其闪变特征已经表现得不明显,其闪变包络线不再清晰。利用小波去噪后的波形完全保留了信号的所有特征,其信噪比达到 31 dB,有利于进一步的分析。结果表明,本文所采用的软阈值去噪方法可以在消去信号中的噪声的同时,保持信号的突变部分,较好地解决了保护信号局部特征与抑制噪声之间的矛盾。

4 结论

本文提出了基于小波多分辨分析的电压闪变的分析方法,以 Daubechies 小波函数作为函数展开的基底,在时域和频域同时具有良好的局部化特性,适用于时变的非平稳的电压闪变信号的检测和时频分析,并根据分析采用不同 N 值的 Daubechies 函数对信号进行处理。所提出的特征提取方法不仅能提取出电压闪变的调幅波信号,而且还能提取调幅波信号的突变时间、频率成分和幅值。另外,采用史坦 (stein) 的无偏似然估计软阈值去噪方法能很好地消去信号中噪声的同时,保持信号的突变部分。其仿真结果表明,本文所提出的方法对分析电压闪变这种低频非平稳信号是非常有效的。

参考文献:

- [1] 崔锦泰(CUI Jin-tai). 小波分析导论(An Introduction to Wavelets) [M]. 程正兴,译(CHENG Zheng-xing, Trans). 西安:西安交通大学出版社(Xi'an:Xi'an Jiaotong University Press),1997.
- [2] 胡昌华,张军波,等(HU Chang-hua,ZHANG Jun-bo,et al). 基于 MATLAB 的系统分析与设计——小波分析(System Design and Analysis Based on MATLAB—Wavelet Analysis) [M]. 西安:西安电子科技大学出版社(Xi'an:Xi'an Electronic Technology University Press),2001.
- [3] Mallat S, Hwang W. Singularity Detection and Processing with Wavelets [J]. IEEE Tran on Information Theory, 1992, 38(2):617-643.
- [4] Mallat S. A Theory of Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Transform [J]. IEEE Trans on PAMI, 1989, 11(7):674-693.
- [5] Brito N S P, Souza B A, Pires F A C. Daubechies Wavelets in Quality of Electrical Power [A]. The 1998 International Conference on Harmonics and Quality of Power. Athens (Greece):1998. 511-515.
- [6] Pillay P, Ribeiro P, Pan Q. Power Quality Modeling Using Wavelet [A]. Proceeding of IEEE ICHQP VI. Las Vegas(USA):1996. 625-631.
- [7] 孙树勤(SUN Shu-qin). 电压波动与闪变(Voltage Fluctuation and Flicker) [M]. 北京:中国电力出版社(Beijing:China Electric Power Press),1999.
- [8] 赵松年,熊小云(ZHAO Song-nian,XIONG Xiao-yun). 子波变换与子波分析(Wavelet Transform and Wavelet Analysis) [M]. 北京:电子工业出版社(Beijing:Publishing House of Electronics Industry),1997.
- [9] 欧阳森,宋政湘,等(OU YANG Sen,SONG Zheng-xiang,et al). 小波软阈值去噪技术在电能质量检测中的应用(Application of Wavelet Soft-threshold De-noising Technique to Power Quality Detection) [J]. 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems),2002,26(19):56-60.

收稿日期: 2003-11-02; 修回日期: 2004-02-30

作者简介:

刘会金(1952-),男,教授,博士生导师,从事电能质量控制以及灵活交流输电技术的研究;

吴玉蓉(1975-),硕士研究生,研究方向为电能质量分析与控制;

熊玲玲(1979-),硕士研究生,研究方向为电能质量分析与控制。E-mail:daisyilyxiang@126.com

(下转第 23 页 continued on page 23)

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分支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。

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 Yr-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。

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;