

基于小波的畸变波形同步 分层谐波阻抗估计

蒋文林^{1,3}, 郭玉恒², 薛东江³, 郭新年³

(1. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031; 2. 二滩水电站, 四川 攀枝花 617000;
3. 攀枝花学院 电气信息工程系, 四川 攀枝花 617000)

摘要: 针对电力系统中非线性负荷所产生的谐波电流特点, 提出应用小波变换处理电能质量扰动信号, 突出畸变信号以进行谐波阻抗估计, 克服了傅里叶变换无法进行时-频局部化分析的缺陷, 提取出局部时间范围内所需频带信号。介绍了其基本原理, 以及小波分析窗口的选择和波动量的计算。应用 Matlab 建立电路模型进行仿真, 结果表明该方法提高了系统谐波阻抗估计值的幅值精度。

关键词: 谐波阻抗; 小波变换; 畸变信号; 同步分层

中图分类号: TM 74

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2005)02-0033-04

由于傅里叶(Fourier)变换存在固有的不足, 不能进行时-频局部化分析, 而电力系统中非线性负荷所产生的谐波电流常常在基波周期内的某一段表现为剧烈波动, 这种变化特性会被按照工频周期整数倍采样的离散傅里叶变换(DFT)所弱化, 不利于用波动量法估计谐波阻抗。

小波变换的最大优点在于能进行时-频局部化分析, 能提取局部时间范围内的所需频带信号。因此, 本文提出了应用小波变换对电能质量扰动信号进行处理, “突出”畸变信号以进行谐波阻抗估计的方法, 并经实际仿真证明了其有效性。

1 基本原理

系统谐波阻抗由公共联结点系统侧线性元件(发电机、变压器、线路、线性负荷等)组成。非线性

部分(非线性负荷、变压器励磁电流等)等值为谐波电流源。系统谐波阻抗受系统短路容量支配, 是短时相对稳定的。根据波动量法^[1,2], 系统侧的变化使得 $\text{Re}[\Delta U / \Delta I] < 0$, 所以估计谐波阻抗关键在于在一系列 $t_1 \sim t_2$ 瞬间能否找出负荷侧占支配性的变化。小波分析的实质是计算被分析信号波形与小波波形的局部相似程度, 正交小波变换能利用现有的 Mallat 快速算法^[3,4]对信号进行分解与重构, 但现有正交小波在准确定位信号畸变时刻方面有一定困难。

因此, 本文采用 Chaari 小波^[5], 该小波具有平滑性和对称性的优点, 可准确定位信号最大畸变时刻, 同时具有快速递推算法, 可实时计算各个小波系数, 是一种理想的区分不同奇异信号的数学工具。因此, Charri 小波可以捕捉由负荷侧引起的短时扰动, 利用不同工频周期的采样数据变化通过 $\text{Re}[\Delta U / \Delta I]$ 判断和取均值降低系统侧变化引起的误差。

收稿日期: 2004-03-23; 修回日期: 2004-11-15

设 P 点电压、电流采样信号为 $u(nT)$ 和 $i(nT)$, 提取其中心频率为 f 的谐波信号, 根据 Oniss Charri 提出的双边指数衰减复小波^[6]可得:

$$\sum_n wu(nT) = \sum_n CWTu(f, nT) \quad (1)$$

$$\sum_n wi(nT) = \sum_n CWTi(f, nT) \quad (2)$$

式中 $\sum_n$ 代表 wu, wi 是 $n=1, 2, \dots$ 的序列。

该小波函数带通特性(变换尺度 $\alpha=1/350$)如图1所示, 图中 A 为幅值; $wu(nT), wi(nT)$ 是由频率在 $(f-\delta, f+\delta)$ 范围内的信号组成。

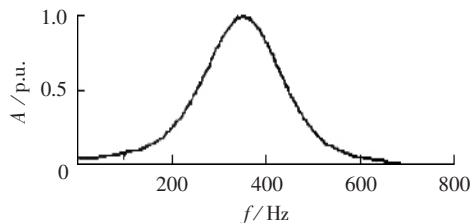


图1 小波函数频率特性

Fig.1 The frequency characteristic of wavelet function

从该小波的频率特性可见, Chaari 小波不是理想带通滤波器, 提取中心频率为 f 的谐波信号后, 工频信号极大衰减, 频率等于 f 的信号具有最小的能量衰减, 即“信噪比”最大。当原信号中出现局部扰动时, 小波变换后的信号出现局部“峰值”, 如图2虚线部分所示(图中 λ_u, λ_i 分别为电压和电流波动比例; 后同)。

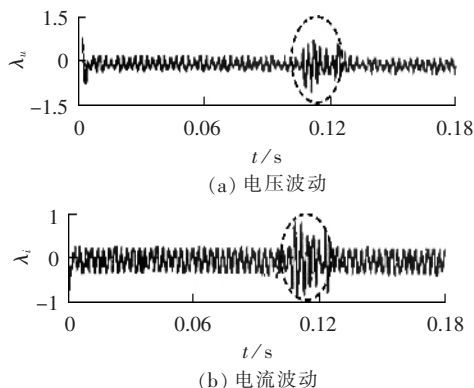


图2 电压、电流分层结果(7次谐波)

Fig.2 The delaminated results of voltage and current(seven-order harmonic)

一个工频周期内的短时扰动形成的频谱依赖于采样窗口, 若采样窗口包含了整个扰动过程, 其快速傅里叶变换(FFT)就包含了整个频谱, 且没有频谱泄漏。频谱泄漏是由该扰动迭加于原工频信号后产生的, 通过小波滤波和取波动量, 原工频信号的频谱泄漏相互抵消, 有利于谐波阻抗估计。考虑局部“峰值”与领域的变换, 则信号的波动量由式(3)(4)得到。

$$\Delta WU(f) = F\left(\sum_{n=n_2}^{n_2+kN} wu(nT)\right) - F\left(\sum_{n=n_1}^{n_1+kN} wu(nT)\right) \quad (3)$$

$$\Delta WI(f) = F\left(\sum_{n=n_2}^{n_2+kN} wi(nT)\right) - F\left(\sum_{n=n_1}^{n_1+kN} wi(nT)\right) \quad (4)$$

式中 $F(\cdot)$ 代表 Fourier 变换; N 是频率为 f 的谐波一个周期内的采样点数; k 为整数, 其值由局部峰值宽度决定, 即 kN 应包括整个“峰值”部分。传递函数式(5)反映了谐波阻抗。

$$WZ(f) = \frac{1}{m} \sum_m \frac{\Delta WU(f)}{\Delta WI(f)} \quad (5)$$

式中 $\sum$ 表示对所有由波动法得到的一系列值取均值以减小误差。

2 分析窗口

2.1 小波分析窗口宽度确定

在对畸变波形进行分层时, 分析窗口的选择很重要。一方面, 由于 Chaari 小波采用双向递推算法, 初始条件的绝对化引起了边界效应, 这种效应发生在时-频窗口的开始和结束部分, 当分析时间满足式(6)时, 该效应可以忽略^[7]。

$$t > 2.5/f \quad (6)$$

换言之, 应该保证被分析的信号窗口足够长。本文的计算中, 都是对信号基波的整数倍窗口进行小波变换, 并且主要分析窗口中部的畸变信号。

在实验电路中(采样频率为 3 200 Hz), 信号的小波分析窗口长度 $\geq 9T_0$ (T_0 为基波周期), 而分析的最低谐波次数为 5 次, 根据式(6)有 $t > 2.5/(5f_0)$ (f_0 为基波频率), 考虑到边界效应在窗口两端都存在, 则

$$t > 2 \times 2.5/f \quad (7)$$

对于 5 次谐波, $t > 5/(5f_0) = 1/f_0 = T_0$, 显然, 分析窗口满足要求。

同理, 在实际数据分析中, 信号的小波窗口长度 $\geq 12T_0$, 而分析的最低谐波次数为 2 次(采样频率为 3 200 Hz), 则

$$t > 2 \times 2.5/(2f_0) = 2.5T_0 \quad (8)$$

所以, 分析窗口也能满足要求, 从而忽略边界效应的影响。

2.2 波动量计算

根据式(3)(4)计算谐波阻抗时, 应对一段完整的畸变信号应用 Fourier 变换, 然后将其与相邻等宽区域的 Fourier 变换结果进行比较, 以 7 次谐波为例, 其过程图如图(3)所示。其中图 3(c)(d)显示了计算波动量时对应的原波形部分。在实际计算中, 由于是对“分层”采样信号进行分析, 且工具是 Fourier 变换, 因此需要仔细考虑是否会出现频谱泄漏。

仍以 7 次谐波为例, 设有一组信号, 采样频率仍为 3 200 Hz, 即每工频周期采样 64 点, 分层后待分析的“局部峰值”宽度正好为半周期, 即包含 32 个采样点, 该“局部峰值”包含的 7 次谐波周期为

$$(T_0/2)/(T_0/7) = 3.5 \quad (9)$$

因此, 取 7 次谐波周期的 4 倍长度为分析区间, $4 \times (64/7) \approx 36.6$ (点), 于是选取最接近的点数 37 点进行 Fourier 变换。不过, 这时的分析窗口并不等于 7 次谐波周期的整数倍, 也即此时的 Fourier 变换具

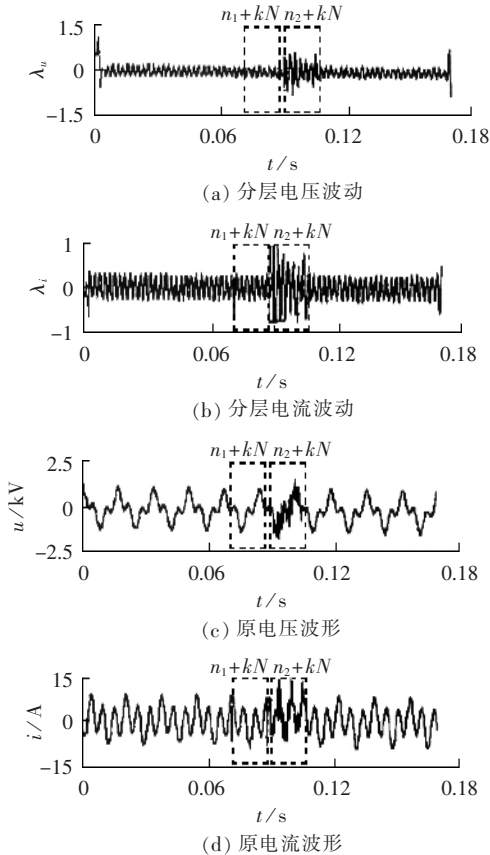


图 3 计算波动量的窗口

Fig.3 The windows for calculating distortion quantity

有频谱泄漏,其中, mf_0 相当于 7 次谐波($m=7$),而由这 37 点构成的分析窗口的频率则相当于 mf_1 ,因而导致产生 DFT 变换所得值的不准确。为了克服这种影响,本文对这种情况下的 DFT 进行了适当的修正,设由 DFT 得到结果的幅值为 A_1 ,相位为 φ_1 ,则可将幅值修正为

$$A_2 = \frac{A_1}{\sin[\pi T_a(f_1 - f_a)] / [\pi T_a(f_1 - f_a)]} \quad (10)$$

相位修正为

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \pi T_a(f_1 - f_a) \quad (11)$$

式中 f_1 为根据实际分析窗口得到的频率; f_a 为分析谐波的整数倍窗口对应频率; T_a 为 f_a 的周期。

本例中 37 点窗口则有

$$f_1 = 1 / [37 \times (0.02 / 64)] \quad (12)$$

7 次谐波的 4 倍周期窗口有

$$f_a = 7 \times 50 / 4 \quad (13)$$

3 实例仿真分析

3.1 仿真实验电路模型

为了验证本文提出的畸变波形同步分层谐波阻抗估计方法的正确性,设计了一个实验电路,如图 4 所示,模拟带有一个随机扰动的谐波源连接到系统的情况,并用 Matlab 建立了仿真电路模型。

该系统频率为 50 Hz; I_{sh1} 为系统等值工频电流源; I_{sh3} 为系统侧的谐波电流源; Z_s 为系统阻抗; Z_c 为

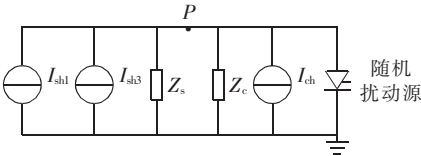


图 4 实验电路图

Fig.4 The experimental circuit

用户侧谐波阻抗值,其值大于相应的 Z_s ; I_{ch} 为谐波电流源,并且有一随机扰动,其平均强度约为系统电源幅值的 1/2。

3.2 仿真实验结果

对 P 点采得的电压、电流波形进行同步分层,分层中心频率为 250~750 Hz,部分分层结果如图 5 所示(仅给出第 7~11 次谐波分层结果)。

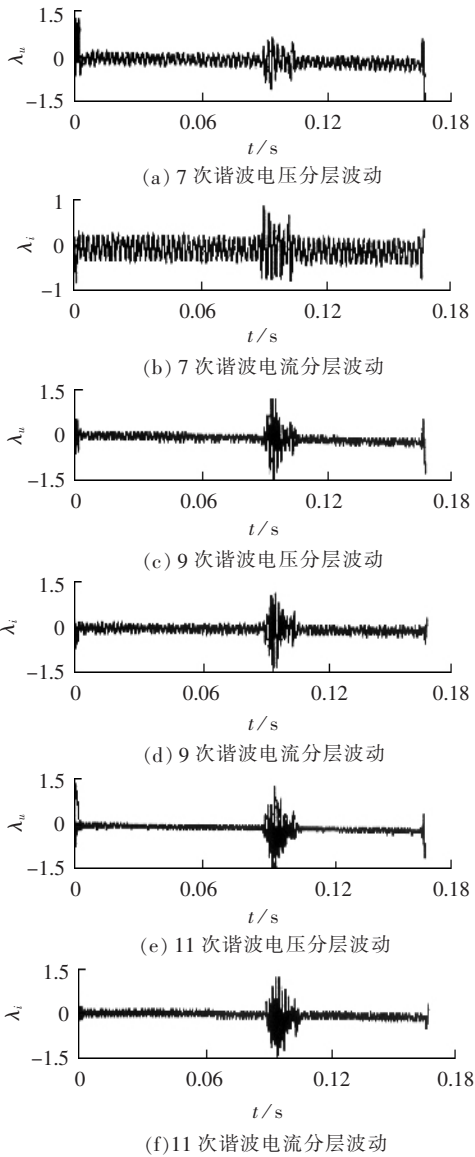


图 5 采样电压、电流分层结果

Fig.5 The delaminated results of sampling voltage and current

从图 5 中可清楚看到,在电流波形发生明显畸变时(约 0.95~1.05 s),各分层结果相同时段的畸变也相当明显,并且由 Chaari 小波的带通特性可知,各

分层结果主要是由中心频率决定的,即分层结果主要反映了各次谐波的变化情况。图中的短时波动剧烈的部分可以认为是由负荷侧的单一扰动引起,针对这部分采用“波动量”法,同时直接对电压、电流波形运用“波动量”法,得到的系统侧谐波阻抗估计值(5~15次谐波)见表1。

表 1 系统谐波阻抗真值和估计值

Tab.1 The real values and assessed values of system harmonic impedance

次数	真实值		分层估计值		直接估计值	
	A/Ω	$\varphi/(^{\circ})$	A'/Ω	$\varphi'/(^{\circ})$	A''/Ω	$\varphi''/(^{\circ})$
5	56.2	55.9	57.5	58.5	77.5	59.0
6	63.1	50.8	57.3	43.8	69.3	56.1
7	68.9	46.4	63.5	49.1	80.5	45.1
8	73.7	42.7	79.9	56.1	89.9	45.6
9	77.5	39.3	80.3	45.0	98.3	43.0
10	80.4	36.4	88.5	40.5	102.5	34.0
11	83.0	33.7	95.3	38.3	114.3	36.3
12	85.2	31.7	96.5	37.6	121.5	32.0
13	87.0	29.5	99.7	25.0	129.7	31.5
14	88.0	27.8	98.8	22.3	121.8	31.0
15	89.8	26.1	99.9	20.1	126.9	31.0

注: A,A',A'' 和 $\varphi,\varphi',\varphi''$ 分别为系统谐波阻抗值和相角。

4 结论

从估计值可以看出,通过基于小波分层得到的谐波阻抗估计值的幅值精度显著提高,不进行同步分层得到的阻抗估计值的幅值平均误差为40%,分层后得到的估计值的平均误差约为17%,精度提高了约1.4倍,然而相位的精度降低约3.5%,但仍然在允许范围内。

出现相位精度降低的原因有两方面:其一,在消除“频谱泄漏”对相位的影响时效果不够理想;其二,对畸变波形的同步分层结果在一定程度上受到所采

用小波的相频特性与被分析信号相频特性匹配程度的影响。

参考文献:

[1] YANG,H,PIROTTE P,de JAEGER E,et al. Harmonic emission levels of industrial loads-statistical assessment[A]. CIGRE[C/CD]. Paris,France;CIGRE,1996.

[2] YANG H,PIROTTE P,ROBERT A. Assessing the harmonic emission level from one particular customer [A]. Proc. 3rd Int. Conf. Power Quality:End-Use Applications and Perspectives[C/CD]. Amsterdam,Netherlands:[s. n.],1994.

[3] 崔景泰[美]. 小波分析导论[M]. 程正兴译. 西安:西安交通大学出版社,1995.

[4] 李建平,唐远炎. 小波分析方法的应用[M]. 重庆:重庆大学出版社,1999.

[5] Hens Man,British Electricity Board. Report on the harmonic impedance of supply systems[R]. [s.l.]:IEC,1988.

[6] CHAARI O,MEUNIER M,BROUAYE F. Wavelets:A new tool for the resonant grounded power distribution systems relaying [J]. IEEE Trans. on Power Delivery,1996,11(3):1301-1308.

[7] POISSON O,RIOUAL P,MEUNIER M. Detection and measurement of power quality disturbances using wavelet transform[J]. IEEE Trans. on Power Delivery,2000,15(3):1039-1044.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

蒋文林(1967-),男,重庆潼南人,硕士研究生,主要从事电力电子与电能质量等方面的研究和教学工作(E-mail: pandajwl@sina.com);

郭玉恒(1971-),男,四川乐山人,工程师,主要从事电力系统继电保护和系统运行的研究及应用工作;

薛东江(1947-),男,山西万荣人,副教授,主要从事电力系统继电保护及控制方面的研究和教学工作;

郭新年(1966-),男,湖南益阳人,讲师,主要从事电气自动化及控制方面的研究和教学工作。

Assessing harmonic impedance by synchronously delaminated distortion waves based on wavelet

JIANG Wen-lin^{1,3},GUO Yu-heng²,XUE Dong-jiang³,GUO Xin-nian³

(1. Southwest Jiaotong University,Chengdu 610031,China;2. Ertan Hydroelectric Power Station,Panzhihua 617000,China;3. Panzhihua University,Panzhihua 617000,China)

Abstract: According to the characteristics of harmonic current caused by nonlinear load of power system,an approach to harmonic impedance assessment is proposed,which applies wavelet transform to process the disturbance signal of power quality and emphasizes the distorted signals. It overcomes the limitation of Fourier transform in time-frequency localizing analysis and obtains the signals of required frequency band. Its principle is introduced,and the wavelet window selection and distortion quantity calculation are detailed. The circuit model is established with Matlab. Results show that the proposed method helps to improve the amplitude accuracy of system harmonic impedance assessment.

Key words: harmonic impedance; wavelet transform; distorted signals; synchronous delamination