

# 基于多峰谱线插值的间谐波检测新方法

黄小佳<sup>1</sup>, 刘亚梅<sup>2</sup>, 廖学静<sup>1</sup>, 袁志坚<sup>1</sup>

(1. 德阳电业局, 四川 德阳 618000; 2 四川大学, 四川 成都 610065)

**摘要:**插值 FFT 算法根据检测到的频率分布修正 FFT 结果, 而实际中间谐波频率很难确定, 当间谐波信号附近含幅值较大的谐波信号时, FFT 的栅栏效应可能降低检测精度。利用频率识别能力较强的线性调频 Z 变换 (CZT), 用检测得到的与估计值邻近的 4 条离散频谱幅值估计间谐波参数, 并根据多项式逼近推导了插值修正公式, 在 CZT 谱频率分布指导下进行插值修正, 使各次谐波和间谐波参数的检测精度得到一定程度提高, 仿真证明了该方法的可行性和正确性。

**关键词:**线性调频 Z 变换 (CZT); 间谐波; 四峰谱线

**Abstract:** Interpolation FFT algorithms correct the results of FFT according to the detected frequency distribution. However the distribution of interharmonics and harmonics in actual signal usually can not be ascertained beforehand. And when there are harmonic signals with large amplitude near interharmonic signal the inherent picket fence effect of FFT will reduce the precision of detection. A method for interharmonic measurement is presented based on chirp Z transform (CZT) and correction algorithm of four-peak spectral lines. The accurate estimated value of frequency distribution of interharmonic signal can be obtained by means of CZT and the parameter of interharmonics can be estimated to form the amplitude of four neighboring peak spectral lines. The polynomial approximation method is used to obtain the simple correction formula of Blackman-Harris window interpolation algorithm, and the interpolation and correction is carried out according to the distribution of CZT spectra. So the estimated results are modified and more accurate parameters of various orders of harmonics and interharmonics are obtained. The simulation results show that the proposed method is feasible and proper.

**Key words:** chirp Z transform (CZT); interharmonics; four-peak spectral line

**中图分类号:** TM714.1; TM744 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-6954(2009)01-0054-05

随着电力电子设备及非线性负荷的增多, 电力系统中谐波和间谐波 (非整数次谐波) 问题越来越突出<sup>[1~3]</sup>, 对其进行准确的检测成了重点课题。

间谐波检测法主要有: 小波检测法<sup>[4~6]</sup>、自回归模型 (autoregressive model AR) 检测法<sup>[7, 8]</sup>、神经网络检测法<sup>[9, 10]</sup>、奇异值分解 (singular value decomposition SVD) 及其改进法<sup>[11]</sup>、特征空间求根法<sup>[12]</sup>、快速傅立叶变换法等<sup>[13~17]</sup>。由于小波变换有良好的时频特性, 不少学者将其用于谐波和间谐波检测<sup>[4~6]</sup>, 但小波变换可能存在混频现象, 当谐波和间谐波频率较近时, 很难分离; 文献 [7, 8] 用自回归模型谱确定频率分布, 由于 AR 谱估计隐含着数据和自相关函数的外推, 因此分辨率得到了提高, 但 AR 模型的阶数对谱分辨率有一定影响, AR 模型易受噪声干扰; 文献 [9, 10] 提出用神经网络法分离频率相近的间谐波, 但学习时间长; SVD 改进法、特征空间求根法分辨率高, 频率检测精度高, 但易受噪声影响<sup>[11, 12]</sup>。

快速傅里叶变换 (fast Fourier transform FFT) 及其改进法<sup>[13~16]</sup>, 根据间谐波的频率分布及频率附近

的谱线修正间谐波频率、幅值和相位, 有效地抑制了栅栏效应和频谱泄漏引起的误差, 但当某弱信号附近存在幅值较大的频率信号时, FFT 固有的栅栏效应仍会降低估计的准确度。

在现有线性调频 Z 变换<sup>[17~20]</sup> (chirp Z transform CZT) 的基础上, 为了进一步提高间谐波的检测精度, 采用四峰谱线加权平均修正的方法进行插值。利用 CZT 变换得到的频率分布规律指导谐波与间谐波参数的插值修正。详细推导了基于 Blackman-Harris 窗的四峰谱线插值修正公式, 仿真证明该方法有效地抑制了栅栏效应引入的误差, 提高了各次谐波和间谐波参数的检测精度。

## 1 基于 CZT 的间谐波频率检测

基于 DFT 或 FFT 的 N 点处频率检测结果实际上是 Z 平面内单位圆上 N 点等间隔采样; 而 CZT 检测的频谱则是 Z 平面内螺旋周线上的等间隔采样, 因此, CZT 对频率检测更细化<sup>[17, 18]</sup>。设

$$X(\mathbf{z}) = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \mathbf{z}^{-n} \quad (1)$$

式中,  $X(n)$  为长度为  $N$  的有限长序列。

检测  $Z$  平面上  $M$  点频谱的采样值时, 令  $\mathbf{z} = AW^{-k}$  ( $k=0 \sim M-1$ ), 则

$$X(\mathbf{z}) = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) A^{-n} W^{nk} \quad (k=0 \sim M-1) \quad (2)$$

式中,  $A = A_0 \exp(j\varphi_0)$ ,  $A_0$  为起始采样矢量  $Z_0$  的半径,  $Z_0$  的相角  $\theta_0 = 2\pi f_0 / f_s$ ;  $W = W_0 \exp(-j\varphi_0)$ ,  $W_0$  为路径伸展趋势, 相邻采样点角度间隔  $\varphi_0 = 2\pi(f_1 - f_0) / (M f_s)$ ,  $f_0$ ,  $f_1$  和  $f_s$  分别为起始频率、截止频率和采样率,  $[f_0, f_1]$  为 CZT 的频带分析范围。沿螺旋周线以  $\varphi_0$  为等间隔采样可得其余的采样点。

间谐波检测中, 若  $A_0 = 1$ ,  $W_0 = 1$ ,  $\theta_0 = 2\pi f_0 / f_s = 0$ ,  $\varphi_0 = 2\pi(f_1 - f_0) / (M f_s) = 2\pi / N$  时, 则  $X(n)$  的 CZT 结果就是 FFT 的结果。当  $\varphi_0 = 2\pi(f_1 - f_0) / (M f_s) > 2\pi / N$  时, 则在同样采用长度下, CZT 的采样点多于 FFT, 即采样频率高于 FFT, 达到了细化的目的, 可获得较精确的频谱。但传统方法形成 CZT 结果的速度较慢, 这里采用作者在文献 [17] 中提出的 Bluestein 算法形成 CZT 的结果, 能提高检测速度。

## 2 基于四峰谱线的插值修正算法

采用旁瓣衰减大的窗函数, 长范围的频谱泄露近似于 0, 而短范围的栅栏效应通过插值算法修正。但当非同步采样失步较大, 而某幅值较小的谐波或间谐波附近存在幅值较大的谐波频率时, 对该弱谐波或间谐波的检测仍有误差, 这是由于幅值大的谐波频率对附近谐波或间谐波检测有干扰。由于该频率位于最大谱线与次最大谱线之间, 因此, 该频率的短范围泄露对最大、次最大谱线的影响最大。为此, 在选择最大、次最大谱线双的基础上, 同时选择其他含有幅值信息的谱线进行加权, 以减小栅栏效应带来的误差。

若  $T_s$  为采样间隔,  $f_s$  为采样频率, 对单一频率信号  $x(t)$  进行离散采样, 结果为:

$$x(n) = B \sin(2\pi f_s n T_s + \varepsilon_0) \quad (3)$$

式中,  $f_s$ ,  $B$  和  $\varepsilon_0$  分别为频率、幅值和初相角。

设截断信号窗函数的时域表达式为  $w(n)$ , 则加窗后  $x(n)$  的 FFT 结果为:

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) w(n) e^{-j2\pi f_n T_s} \quad (4)$$

用欧拉公式将式 (3) 展开, 并代入式 (4), 则:

$$X(f) = \frac{B}{2j} e^{j\varepsilon_0} W[2\pi T_s(f - f_0)]$$

$$- \frac{B}{2j} e^{-j\varepsilon_0} W[2\pi T_s(f + f_0)] \quad (5)$$

忽略负频点 ( $-f_0$ ) 频峰处旁瓣幅值的影响, 加窗信号的离散频谱为:

$$X(k \Delta f) = \frac{B}{2j} e^{j\varepsilon_0} W[2\pi T_s(k \Delta f - f_0)] \quad (6)$$

由式 (6) 可知, 离散谱线幅值与对应的窗函数的 DFT 值成正比, 而实际采样中, 很难对间谐波进行同步采样, 因此, 设峰值点落在第  $k_n$  和  $k_n + 1$  两谱线间, 则  $k_n, k_n + 1$  为峰值点附近最大、次最大谱线。 $k_n$  左侧的第  $k_n - 1$  和  $k_n + 1$  右侧的第  $k_n + 2$  谱线的幅值减小, 而当  $n = k_n - N$  ( $N$  为大于 1 的整数) 或  $n = k_n + M$  ( $M$  为大于 2 的整数) 时, 谱线幅值迅速衰减, 所含信号幅值已很小, 若还存在与该间谐波频率相近的其他幅值较大的谐波分量, 虽然窗函数能有效抑制长范围的频谱泄露, 但该谐波信号的频谱仍可能分布在第  $k_n - N$  或  $k_n + M$  条谱线上, 这时不同频率的频谱很难分离。因此, 为了减小栅栏效应, 选择第  $k_n - 1, k_n, k_n + 1, k_n + 2$  四谱线进行加权平均以估计间谐波参数。

为便于书写, 以下用  $k_1, k_2, k_3$  及  $k_4$  表示四条谱线, 从左到右, 峰值点在  $k_2, k_3$  之间。各谱线幅值分别为:  $y_1 = |X(k_1 \Delta f)|, y_2 = |X(k_2 \Delta f)|, y_3 = |X(k_3 \Delta f)|$  和  $y_4 = |X(k_4 \Delta f)|$  其中  $k_2$  和  $k_3$  为峰值点附近最大和次最大谱线,  $k_1$  和  $k_4$  分别为  $k_2$  左侧和  $k_3$  右侧谱线, 且:  $k_1 \leq k_2 = k_1 + 1 \leq k_3 = k_2 + 1 \leq k_4 = k_3 + 1$ 。将  $y_1, y_2, y_3$  与  $y_4$  加权平均, 设:

$$\beta = (y_1 + y_2 - y_3 - y_4) / (y_1 + y_2 + y_3 + y_4), \text{ 则:}$$

$$\beta = |W[2\pi(k_1 - k_0) / N]| + |W[2\pi(k_2 - k_0) / N]| - |W[2\pi(k_3 - k_0) / N]| - |W[2\pi(k_4 - k_0) / N]|$$

$$/ (|W[2\pi(k_1 - k_0) / N]| + |W[2\pi(k_2 - k_0) / N]| + |W[2\pi(k_3 - k_0) / N]| + |W[2\pi(k_4 - k_0) / N]|) \quad (7)$$

设,  $\alpha = k_0 - k_2 - 0.5$ ,  $\alpha$  的取值范围为  $[-0.5, 0.5]$ , 则所求信号频率为:

$$f = k_0 \Delta f = [k_2 + \alpha + 0.5] f_s / N \quad (8)$$

式 (7) 可化为:

$$\beta = g(\alpha) = |W[2\pi(-1.5 - \alpha) / N]| + |W[2\pi(-\alpha - 0.5) / N]| - |W[2\pi(-\alpha + 0.5) / N]| - |W[2\pi(1.5 - \alpha) / N]|$$

$$/ (|W[2\pi(-1.5 - \alpha) / N]| + |W[2\pi(-\alpha - 0.5) / N]| + |W[2\pi(-\alpha + 0.5) / N]| + |W[2\pi(1.5 - \alpha) / N]|) \quad (9)$$

为修正峰值点处的幅值, 对  $y_1, y_2, y_3$  与  $y_4$  进行加权平均:

$$B = (B_1 |W[2\pi(-1.5 - \alpha) / N]| + B_2 |W[2\pi(-$$

$$\begin{aligned} & \alpha - 0.5) / N] | + B_3 | W[2\pi(-\alpha + 0.5) / N] | + B_4 \\ & | W[2\pi(1.5 - \alpha) / N] | / ( | W[2\pi(-1.5 - \alpha) / N] | \\ & + | W[2\pi(-\alpha - 0.5) / N] | + | W[2\pi(-\alpha + 0.5) / N] | \\ & + | W[2\pi(1.5 - \alpha) / N] | ) \\ & = 2(y_1 + y_2 + y_3 + y_4) / ( | W[2\pi(-1.5 - \alpha) / N] | \\ & + | W[2\pi(-\alpha - 0.5) / N] | + | W[2\pi(-\alpha + 0.5) / N] | \\ & + | W[2\pi(1.5 - \alpha) / N] | ) \quad (10) \end{aligned}$$

当  $N$  较大时,用多项式逼近法求式 (10) 中分母的多项式逼近式  $\lambda(\alpha)$ ,从而幅值修正式为:

$$B = N^{-1}(y_1 + y_2 + y_3 + y_4)\lambda(\alpha) \quad (11)$$

同理可得相位修正公式。

### 3 基于 Blackman-Harris 窗的四峰谱线插值修正

间谐波频谱分析要求窗函数主瓣宽度窄、旁瓣幅值衰减快,这里用 Blackman-Harris 窗截取间谐波信号<sup>[17]</sup>,其时域表达式为:

$$\begin{aligned} \omega(n) = & 0.35875 - 0.48829 \cos\left\{\frac{2\pi n}{N-1}\right\} + \\ & 0.14128 \cos\left\{\frac{4\pi n}{N-1}\right\} - 0.01168 \cos\left\{\frac{6\pi n}{N-1}\right\} \quad (12) \end{aligned}$$

式中,  $n=0 \sim N-1$ 。由于  $\alpha$  的取值范围为  $[-0.5, 0.5]$ ,任取一组值代入式 (9),可得一组  $\beta$ 。用 Matlab 拟合函数 `polyfit` 求多项式系数,若多项式的最高阶数为 7,忽略影响很小的系数项,可得修正公式。

### 4 仿真实验

设一组频率接近的间谐波含信噪比为 20 dB 的高斯白噪声,参数如表 1。采样频率 1 250 Hz 对信号进行加窗截断,采样长度  $N=2\ 048$  点,先进行 CZT 谱估计 (CZT 参数:  $f=0, f_k=f/2, M=N$ ),详见文献 [17],间谐波 CZT 谱如图 1。

由图 1 可见,间谐波有 9 个频率分量,由谱峰对应 9 个频率分量的频率估计值: 25.02 Hz, 50.35 Hz, 150.1 Hz, 174.9 Hz, 250.2 Hz, 260.3 Hz, 350.3 Hz, 360.4 Hz, 450.1 Hz。其中两个频率最近的分量为 250.2 Hz 与 260.3 Hz 以及 350.3 Hz 与 360.4 Hz 均为 10.1 Hz。由于用 Blackman-Harris 窗,两个最邻近频率的最短频率间距要求有  $6\Delta f^{[7]}$ ,因此,要求 FFT

频率分辨率为  $\Delta f=10.1/6=1.683$  Hz。在 1 250 Hz 的采样频率下,加窗插值所需最小采样长度  $N=1\ 250/1.683=742.72$ ,实测时取  $N=1\ 024$ 。

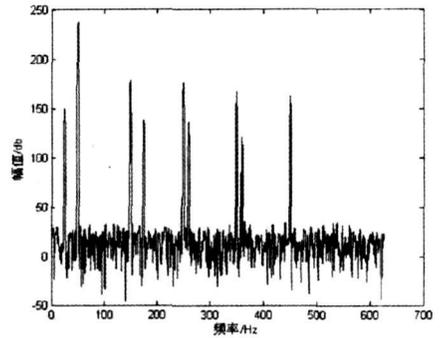


图 1 采用 CZT 方法得到的功率谱

表 1 谐波参数

类型	频率 (Hz)	幅值 (V)	相位 ( $^{\circ}$ )
间谐波	25	4.88	20
基波	50	380	10
间谐波	75	3.9	15
3 次谐波	150	21	5
间谐波	175	2.72	30
5 次谐波	250	18.2	100
间谐波	260	2.52	120
7 次谐波	350	11.4	150
间谐波	360	1.14	180
9 次谐波	450	9.6	210

对该间谐波信号取采样频率 1 250 Hz 采样长度  $N=1\ 024$  点,进行加窗截断,并由 FFT 计算出离散频谱  $X(k\Delta f)$ ,由 CZT 谱得 9 个频率分量,在离散频谱  $X(k\Delta f)$  中找出 9 个谱峰对应位置的最大、次最大谱线,并分别找出最大、次最大谱线左、右侧的谱线,确定  $k_1, k_2, k_3, k_4$  和  $y_1, y_2, y_3, y_4$ ,然后由式 (10) 求间谐波幅值、频率和初始相角,并与文献 [14] 的单谱线插值算法、文献 [7] 的双谱线插值算法对比,偏差见表 2。

由表 2 可知,噪声背景下,对间谐波各个频率分量,特别是对频率很相近的间谐波检测,所提出的方法仍能得到较精确的间谐波参数,说明该方法是一种有效的谐波、间谐波检测方法,具有良好的抗噪能力。与文献 [7] 比较,该方法对间谐波幅值、频率和相位的检测精度得到了明显提高。而对于文献 [14] 的双峰谱线的算法,文中的检测精度也更高,说明文中方法有效地抑制了栅栏效应带来的误差。

### 5 结论

表 2 间谐波的偏差估计结果

类型	频率偏差 (%)			幅值偏差 (%)			相位偏差 (%)		
	文献 [14]	文献 [7]	本文	文献 [14]	文献 [7]	本文	文献 [14]	文献 [7]	本文
间谐波	$2.8 \times 10^{-2}$	$-2.03 \times 10^{-3}$	$-5.19 \times 10^{-4}$	-0.4	$2 \times 10^{-2}$	$4 \times 10^{-3}$	0.35	0.31	0.24
基波	$1.3 \times 10^{-2}$	$-2 \times 10^{-4}$	$4 \times 10^{-6}$	$-1.89 \times 10^{-3}$	$-1.3 \times 10^{-4}$	$-1.1 \times 10^{-4}$	1.6	$1 \times 10^{-2}$	$2 \times 10^{-2}$
3次谐波	$1.99 \times 10^{-3}$	$3.9 \times 10^{-4}$	$4 \times 10^{-4}$	$2.3 \times 10^{-2}$	$-1.57 \times 10^{-2}$	$-1.55 \times 10^{-2}$	0.64	-0.25	-0.29
间谐波	$-1.7 \times 10^{-3}$	$6.5 \times 10^{-4}$	$1.1 \times 10^{-3}$	-0.2	$8.7 \times 10^{-2}$	$5.4 \times 10^{-2}$	0.7	$4 \times 10^{-2}$	$2.5 \times 10^{-2}$
5次谐波	$8.4 \times 10^{-4}$	$-3.6 \times 10^{-5}$	$-1.2 \times 10^{-5}$	$5.5 \times 10^{-2}$	$5.4 \times 10^{-3}$	$1 \times 10^{-2}$	0.1	$4.4 \times 10^{-3}$	$3.69 \times 10^{-3}$
间谐波	$8.46 \times 10^{-3}$	$2.88 \times 10^{-3}$	$2.5 \times 10^{-3}$	-0.31	-0.25	-0.2	-0.68	-0.67	-0.55
7次谐波	$-3.4 \times 10^{-4}$	$-6.8 \times 10^{-5}$	$-8.2 \times 10^{-5}$	$-7.3 \times 10^{-2}$	$3.3 \times 10^{-2}$	$5 \times 10^{-2}$	$8 \times 10^{-2}$	$7.2 \times 10^{-2}$	$7.1 \times 10^{-2}$
间谐波	$-9.2 \times 10^{-4}$	$-6.25 \times 10^{-4}$	$-5.7 \times 10^{-4}$	-1.4	-0.72	-0.64	$6 \times 10^{-2}$	$-4.4 \times 10^{-2}$	$2.1 \times 10^{-2}$
9次谐波	$8.8 \times 10^{-4}$	$2.02 \times 10^{-4}$	$1.7 \times 10^{-4}$	$5.7 \times 10^{-2}$	$7.29 \times 10^{-3}$	$-3 \times 10^{-3}$	$2.3 \times 10^{-2}$	$-1.88 \times 10^{-2}$	$-1.58 \times 10^{-2}$

(1)与 FFT、AR 模型法相比, CZT在不延长采样长度和采样周期的情况下,通过增加输出序列 M 可明显提高间谐波频率分布的检测精度<sup>[17~19]</sup>。

(2)由 CZT 频谱确定频率分布,指导插值修正,并与单峰、双峰谱线算法对比,证明该方法能有效地检测间谐波参数,抑制栅栏效应带来的误差,且检测精度更高,是间谐波检测的一种完备、有效的方法。

(3)在噪声背景下,该方法检测频率接近的间谐波时,仍能获得较高精度,具有良好的抗噪性。

以上提出了一种基于 CZT 与四谱线插值的谐波和间谐波检测方法,为用多谱线插值检测间谐波开辟了新道路,进一步提高检测精度,以及在检测频率时如何判断、选取加权平均的最佳谱线数是需进一步研究的课题。

### 参考文献

[1] Chun Li Wilson Xu. On the ambiguity of defining and measuring Inter-Harmonics [J]. IEEE Power Engineering Review, 2001, 21(7): 56-57.

[2] 杨洪耕,肖先勇,刘俊勇. 电能质量问题的研究和技术进展(二)——电网谐波的测量与分析 [J]. 电力自动化设备, 2003, 23(11): 1-4.

[3] 郝江涛,刘念,辛晋渝,薄丽雅,陈卓. 电力系统间谐波分析 [J]. 电力自动化设备, 2004, 24(12): 36-39.

[4] Keoachantrano T, Boonseng C. Harmonics and interharmonics estimation using wavelet transform [C]. Asia Pacific IEEE/PES 2002 Transmission and Distribution Conference and Exhibition, Yokohama, Japan, 2002.

[5] Sangeethapriya S, Prabhakar M. Harmonic detection using wavelet transform [C]. Proceedings of International Joint Conference on Neural Networks Montreal, Canada, 2005.

[6] 邵振国,堵俊. 一种提取电力系统谐波的快速算法 [J].

电力自动化设备, 2003, 23(2): 5-7.

[7] 王波,杨洪耕. 基于 AR 谱估计和插值 FFT 的间谐波检测方法 [J]. 继电器, 2006, 34(4): 49-52.

[8] 马秉伟,刘会金,周莉,等. 一种基于自回归模型的间谐波谱估计的改进算法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 79-83.

[9] 李波,张林利,王广柱,李石青. 用于 APF 的神经网络自适应谐波电流检测方法 [J]. 电力自动化设备, 2004, 24(5): 38-40.

[10] 向东阳,王公宝,马伟明,张文博. 基于 FFT 和神经网络的非整数次谐波检测方法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 35-39.

[11] 徐志向,侯世英,周林,吕厚余. 基于奇异值分解的电力系统谐波状态估计 [J]. 电力自动化设备, 2006, 26(11): 28-31.

[12] 沈睿俊,杨洪耕. 基于特征空间求根法的非整数次谐波估计方法 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(24): 72-76.

[13] 刘开培,张俊敏. 基于 DFT 的瞬时谐波检测方法 [J]. 电力自动化设备, 2003, 23(3): 8-10.

[14] 祁寸君,王小海. 基于插值 FFT 算法的间谐波参数估计 [J]. 电工技术学报, 2003, 18(1): 92-95.

[15] 赵文春,马伟明,胡安. 电机测试中谐波分析的高精度 FFT 算法 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(12): 83-87, 92.

[16] 钱昊,赵荣祥. 基于插值 FFT 算法的间谐波分析. 中国电机工程学报 [J], 2005, 25(21): 87-91.

[17] 王楠,肖先勇,曾颂崎,顾威. 基于插值线性调频 Z 变换的间谐波分析方法 [J]. 电网技术, 2007, 31(18): 43-47.

[18] 王楠,顾威,马继山,曾颂崎,肖先勇. 基于 CZT 双谱线插值的间谐波检测方法研究. 四川电力技术, 2007, (4): 9-13.

[19] Massimo A, Antonio C, Nuccio S. A chip-Z transform based synchronizer for power system measurements[C]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement Technology Conference USA, 2002.

[20] Massimo A, Antonio C, Salvatore N. A PC-based instru-

ment for harmonics and interharmonics measurement in power supply systems[J]. Measurement 2004, 35 (4): 371-380.

(收稿日期: 2008-10-29)

(上接第 44 页)

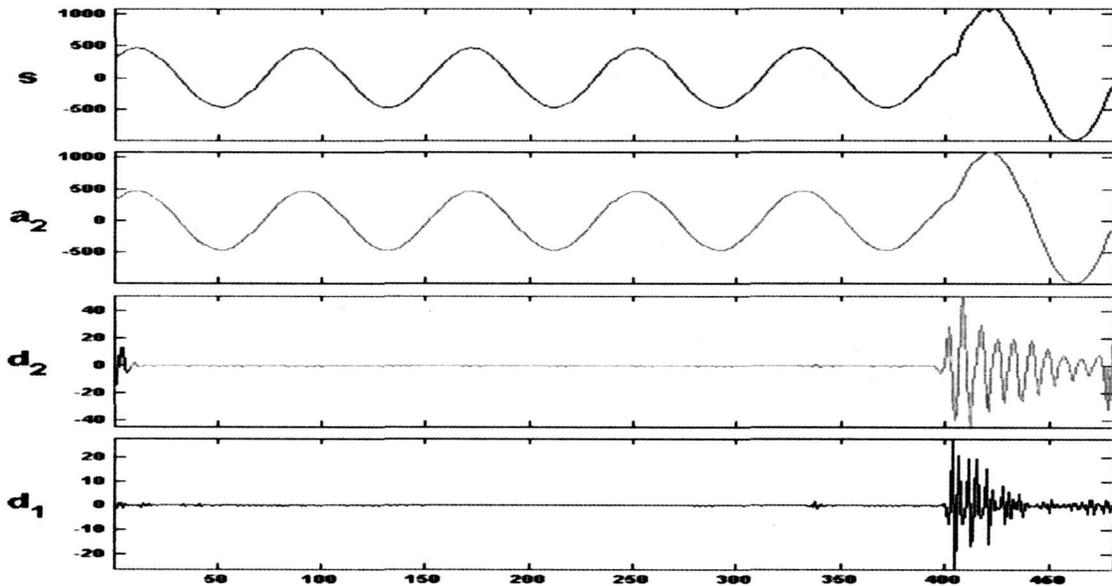


图 5 A 相距 M 侧 270 km 处故障 DB4 小波分解图

## 4 结 论

线路故障后的暂态行波中包含着故障信息,其故障特征是信号的突变,分析了利用小波变换作为故障判别启动判据的方法。它利用小波分析对突变信号的敏感性,采用对采集的数据进行小波变换后寻找奇异点的方法判别故障的发生,以此来启动故障测距或录波系统。通过 MATLAB 中的小波工具箱对上述方法进行的仿真表明了本方法的有效性<sup>[7]</sup>。

### 参考文献

[1] 贺家李,葛耀中. 超高压输电线故障分析与继电保护[M]. 北京: 科学出版社, 1987.

[2] 金玉生,杨敏中,王晓蓉,等. 高压架空输电线路的故障测距方法[J]. 电网技术, 2000, 24 (4): 27-33.

[3] 董新洲. 小波理论应用于输电线路故障测距研究[D]. 西安: 西安交通大学, 1996.

[4] 蒋涛,陆于平. 基于小波变换的单端输电线路行波故障测距[R]. 中国高等学校电力系统及其自动化专业第二十二届学术年会.

[5] 李友军,王俊生,郑玉平,等. 几种行波测距算法的比较[J]. 电力系统自动化, 2001, 25 (14): 36-39.

[6] 贾俊国,范云鹏,李京,等. 利用线路行波的线路故障测距技术及应用[J]. 电网技术, 1998, 22 (8): 63-66.

[7] 董新洲,贺家李,葛耀中,等. 基于小波变换的行波故障选相研究[J]. 电力系统自动化, 1999, 23 (1): 20-22.

### 作者简介:

刘 扬 (1986-),男,汉族,湖北襄樊人,硕士研究生,主要研究方向为电力系统运行与控制,武汉大学电气工程学院。

(收稿日期: 2008-12-15)