

电压闪变调幅波提取方法的改进

邹嘉丰 施火泉 杨磊

(江南大学物联网工程学院 无锡 214122)

摘要: 电压闪变是电能质量的重要指标之一,而闪变测量首先需要提取闪变调幅波。提出使用改进的 Teager-Kaiser 能量算子方法提取闪变调幅波,该方法只需对检测信号的 3 个采样点进行简单的基本运算,使得提取闪变调幅波的过程快速、简洁。同时,为减少白噪声对算法检测精确度的影响,提出了改进的小波阈值去噪方法,对采集的电信号进行去噪,并通过仿真试验证明所提方法能够准确有效地检测电压闪变的调幅波。该方法克服噪声对电能质量检测的影响,并具有较高精度,易于实现。

关键词: 电压闪变;能量算子;调幅波;小波;去噪

中图分类号: TN06 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4017

Improvement of extraction method of flicker voltage amplitude wave

Zou Jiafeng Shi Huoquan Yang Lei

(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: Voltage flicker is one of the important indicators of power quality, and test flicker first need to extract flicker amplitude modulator. Presents an improved Teager-Kaiser energy operator method to estimate voltage flicker amplitude modulation wave, this method only needs the three sampling points of the detection signal with simple basic operation, the process of the flicker amplitude wave extraction is fast and simple. Furthermore, to get accurate detection results under white noise, wavelet threshold denoising was applied, to eliminate the noise of electrical signals. The simulation results prove the accuracy and validity of the proposed method. The algorithm can overcome the influence of noise on power quality detection, has high precision, and easy to implement.

Keywords: voltage flicker; energy operator; amplitude modulator; wavelet; denoising

0 引言

电压闪变是电网中电压非正常波动引起的,随着非线性、冲击性负荷的不断增加及分布式能源的广泛应用,电压闪变现象日益严重,成为扰乱电能质量的主要因素之一^[1-2]。电压闪变会造成灯光闪烁使人视觉不适、电机设备运行不稳定、敏感电力设备工作不正常等严重危害,因此有必要对电压闪变进行检测。

电压闪变信号是波动电压对工频载波的调制信号,所以检测闪变需要分离出调制信号中的波动电压,即常说的提取闪变调幅波,再按照国家相关标准分析调幅波,计算闪变^[3]。文献[4-7]分别研究卡尔曼滤波器、小波变换、S变换及 Prony 与 Hilbert 结合等方法提取闪变调幅波。这些方法虽然可以准确提取闪变调幅波,但是需要大量的计算,消耗时间长,不利于电压闪变的实时检测。

在文献[8]中使用 Teager-Kaiser 能量算子(teager-

kaiser energy operator, TKEO)实现闪变调幅波的实时提取,能量算子的时间分辨率高,实现简单而快速,能实时跟踪被测信号波形变化^[9],但是该算法的准确度容易受到噪声影响而变差。

信号去噪方法目前一般有傅里叶变换法、线型维纳滤波法、小波分析法等。而小波分析法有良好的时频特性,去噪效果更优,其中的小波阈值去噪方法因继承小波分析优点,并且计算量小,实现方法简单而被广泛应用^[10]。因此,本文对小波阈值去噪方法的阈值选取和阈值函数进行改进,信号去噪后,再使用改进的能量算子方法提取闪变调幅波,通过仿真实验验证了所提方法的有效性。

1 基于 TEKO 的电压闪变调幅波提取

1.1 TEKO 算法的原理

TEKO 是非线性算子,在研究语音信号时被首次提出,可跟踪信号瞬时能量。数据采集的是离散信号,因此直

接考虑离散信号的 TEKO 定义,设离散信号:

$$x(n) = A\cos(\Omega n + \theta) \quad (1)$$

式中: A 是信号幅值; θ 是初始相位; Ω 是信号数字频率。离散信号 $x(n)$ 的 TEKO,是取信号上三个相邻的点组成线性方程:

$$\Psi_d[x(n)] = x^2(n) - x(n-1)x(n+1) = A^2\sin(\Omega)^2 \quad (2)$$

由式(2)看出,TEKO 仅需信号的 3 个点便可快速跟踪信号幅值和频率,但是若信号中存在噪声或幅值突变,检测结果将会有极大误差。

1.2 改进的 TEKO 提取闪变调幅波

电压闪变可看成是电压波动形式的一种,其离散数学表达为:

$$u(n) = A(n)\cos(\Omega_0 n + \theta_0) =$$

$$A\left(1 + \sum_{i=1}^h m_i \cos(\Omega_i n + \theta_i)\right) \cos(\Omega_0 n + \theta_0) \quad (3)$$

式中: $\Omega_0 = 2\pi f_0/f_s$; $\Omega_i = 2\pi f_i/f_s$; f_s 是采样频率; A , f_0 和 θ_0 依次为载波电压的幅值、频率和初始相位; m_i , f_i 和 θ_i 依次为闪变调制波信号第 i 项的幅值、频率和初始相位; h 为闪变调幅波信号总数。

所谓的闪变调幅波就是式(3)中的 $A(n)$, 根据上面提到的 TEKO 定义,对闪变信号进行运算,且由于调幅波信号的幅值一般小于基频电压幅值的 10%, 调幅波信号波动频率在 0.05~35 Hz 内,满足 $\Omega_i < \Omega_0$ 的条件,所以运算式可化简为:

$$\phi_d[u(n)] = u^2(n) - u(n-1)u(n+1) \approx A^2(n)\sin^2(\Omega_0) \quad (4)$$

文献[11]直接将 $\phi_d[u(n)]$ 和 $\sin^2(\Omega_0)$ 相除来得到调幅波信号 $A(n)$, 但电网基频信号频率是有波动的,认为 Ω_0 是一定值,会对结果产生一定误差,因此这里对离散信号进行简单处理,令:

$$S(n) = [u(n+1) - u(n-1)]/2 \approx -A(n)\sin\Omega_0 \cdot \sin(\Omega_0 n + \varphi) \quad (5)$$

两相乘变量的能量算子为^[12]:

$$\Psi_d[x(n)y(n)] = x^2(n)\Psi_d[y(n)] + y^2(n)\Psi_d[x(n)] - \Psi_d[x(n)]\Psi_d[y(n)] \quad (6)$$

因此 $S(n)$ 的能量算子变换为:

$$\Psi_d[S(n)] \approx A^2(n)\sin^4(\Omega_0) \quad (7)$$

式(4)和式(7)相除得:

$$\frac{\Psi_d[S(n)]}{\Psi_d[u(n)]} = \sin^2(\Omega_0) = \frac{1 - \cos(2\Omega_0)}{2} \quad (8)$$

式(8)可得到 Ω_0 :

$$\Omega_0 = \frac{1}{2} \arccos\left(1 - \frac{2\Psi_d[S(n)]}{\Psi_d[u(n)]}\right) \quad (9)$$

电压闪变调幅波幅值绝对值为:

$$|A(n)| = \frac{2\Psi_d[u(n)]}{\sqrt{\Psi_d[u(n+1) - u(n-1)]}} \quad (10)$$

对式(10)进行简单地处理后即可得到调幅波幅值。

2 小波阈值去噪

2.1 小波阈值去噪原理

电能质量信号中不可避免的会有噪声信号存在,由于 TEKO 算法对噪声的敏感性,本文采用计算量小、去噪效果良好的小波阈值去噪方法对电信号预处理^[13]。

假设电信号 $s(n)$ 中夹杂噪声 $z(n)$, 则实际信号为:

$$x(n) = s(n) + z(n) \quad (11)$$

小波变换将信号 $x(n)$ 映射到小波域,电信号 $s(n)$ 在小波变换后能量集中于部分幅值较大的小波系数中,而噪声 $z(n)$ 在小波变换后分布于整个小波系数中,普遍较小。Donoho 等人提出的小波阈值去噪方法基本思路^[14]: 选定阈值 λ , 认为小于 λ 的小波系数为噪声信号的,大于 λ 的小波系数为电信号的,并经过阈值函数的量化处理得到新的小波系数,对新的小波系数进行小波重构,得到去噪后的信号。其中如何选择阈值和阈值函数是最关键的,直接影响信号去噪的效果。

2.2 阈值的选择

通用阈值 $\lambda = \sigma \sqrt{2\ln(N)}$, 由 Donoho 等人提出,其中 σ 是噪声的估计方差, $\sigma = \text{median}(|d_{1,k}|)/0.6745$, N 为第一层小波系数的个数。但这种阈值大小恒定不变,不随小波分解层数变化,不符合噪声的小波系数在各层的分布规律。对此,文献[10]、文献[13]、文献[15]、文献[16]各自提出了自己的改进方法。本文选用 heursure 阈值,并稍作改进,heursure 阈值是 sqtwolog 阈值和 rigrsure 阈值的结合。

sqtwolog 阈值即上面讲的通用阈值 $\lambda = \sigma \sqrt{2\ln(N)}$, rigrsure 阈值则是在每一小波分解层确定不同的阈值,首先对第 j 层的小波系数平方并从小到大排序得新矩阵 $Q = [q_1, q_2, \dots, q_n]$, 定义风险向量 $R = [r_1, r_2, \dots, r_n]$, 其中 $r_i = [N_j - 2i - (N_j - i)q_i + \sum_{k=1}^i q_k]/N_j, i = 1, 2, \dots, N_j, N_j$ 是对应第 j 层的小波系数个数。找到风险向量中值最小的元素,得到其下标 B , 对应向量 Q 中的 q_B , 则阈值为 $\lambda_2 = \sigma \sqrt{q_B}$ 。

heursure 阈值方式是上面两种阈值方式的结合,本文做出改进,噪声估计方差公式中不再对第一层小波系数取中值,改为取均值,即 $\sigma = \text{mean}(|d_{1,k}|)/0.6745$, 再对每层的小波系数除以噪声的估计方差,得到新的小波系数,然后做 heursure 阈值处理。因要在每层小波系数确定对比阈值,通用阈值改为针对每层小波系数的 $\lambda_1 = \sigma \sqrt{2\ln(N_j)}$, 设 $P_j = \frac{S_j - N_j}{N_j}$, S_j 是第 j 层小波系数的平方和, $Q_j = \frac{(\log_2 N_j)^{3/2}}{N_j^{1/2}}$, 则

$$\lambda_3 = \begin{cases} \lambda_1, & P_j < Q_j \\ \min(\lambda_1, \lambda_2), & P_j > Q_j \end{cases} \quad (12)$$

2.3 阈值函数的选择

传统的阈值函数由硬阈值函数和软阈值函数,但这两种方法对信号去噪有各自明显的缺点^[13],本文为克服它们的缺点,对阈值函数进行改进。

改进的函数,希望去噪后的信号能够没有跳变或失真,这就要求阈值函数平滑连续,同时希望小波系数的取值能介于软、硬阈值函数的取值之间,因此本文提出了如下函数:

$$\hat{d}_{j,k} = \begin{cases} \operatorname{sgn}(d_{j,k}) \left[|d_{j,k}| - \frac{2\lambda}{1 + e^{(a \cdot (|d_{j,k}| - \lambda))}} \right], & |d_{j,k}| \geq \lambda \\ 0, & |d_{j,k}| < \lambda \end{cases} \quad (13)$$

其中 a 可为任意正常数,针对不同需去噪的信号,可试验选择较合适的值。

由式(17)可以看出,当小波系数等于阈值时,小波系数被认为是噪声信号变换后的系数,而被去除,这一点和软阈值函数一样,当小波系数大于阈值并逐渐增大时,将小波系数按一定规则进行了平滑处理,并逐渐接近硬阈值函数的处理结果。图 1 给出 λ 取 1.5 和 a 取 1 时,软、硬阈值函数和新阈值函数对比的函数图形。

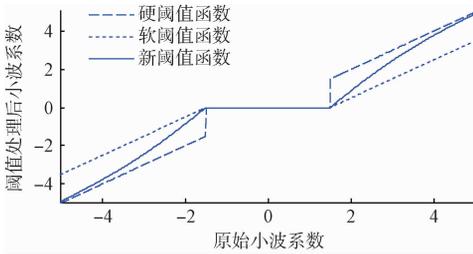


图 1 新阈值函数和软硬阈值函数的对比

3 仿真实验及结果分析

3.1 TEKO 对闪变调幅波提取的检测分析

本文选用 matlab 仿真校验算法准确性,首先对单一调制信号进行仿真,采样频率设为 400 Hz,设信号为 $x(t) = (1 + 0.05\cos(17.6\pi t))\cos(100\pi t)$ 。

图 2 为信号波形,图 3 为实际波形和提取波形的对比。可以看出两个信号相差不大,计算后最大相对误差只有 0.217 3%,符合检测要求。

对多调制信号进行仿真,参数一致,设信号为: $x(t) = (1 + 0.76\cos(4\pi t) + 0.05\cos(30\pi t) + 0.025\cos(40\pi t))\cos(100\pi t)$,图 4 为信号波形,图 5 为实际波形和提取波形的对比。可以看出两信号相差不大,计算后最大相对误差只有 0.435 0%,符合检测要求。

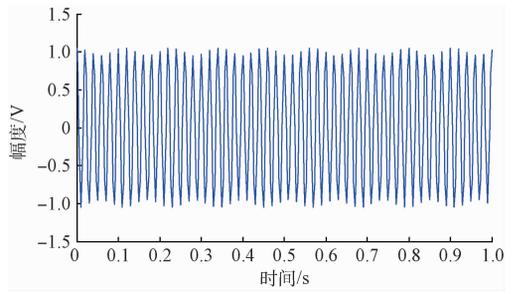
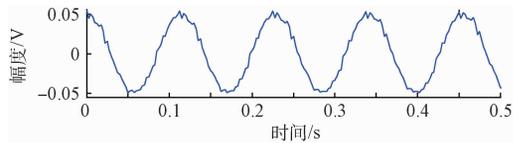
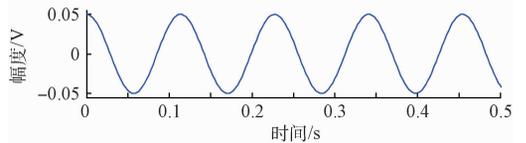


图 2 含单一调幅波闪变信号的波形



(a) 提取信号



(b) 实际信号

图 3 单一调幅波信号与提取信号对比

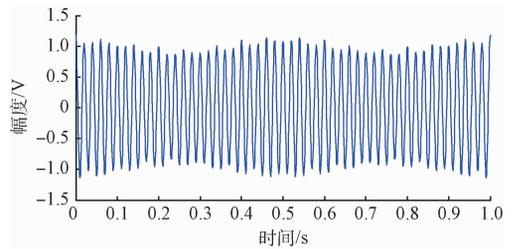
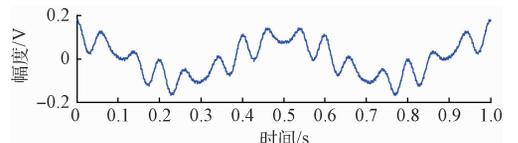
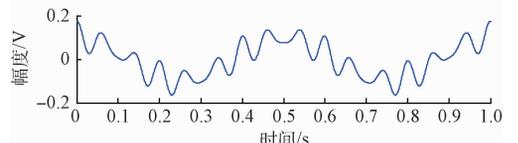


图 4 含多调幅波闪变信号的波形



(a) 提取信号



(b) 实际信号

图 5 多调幅波信号与提取信号对比

3.2 小波去噪分析

对上面的多调幅波闪变信号叠加 10 dB 的白噪声,采

样频率设为 6.4 kHz,考虑电力信号的特点,选择 sym8 小波作为小波基,分解层数为 6 层,在改进的阈值下,分别使用软、硬阈值函数和本文阈值函数对信号进行去噪。去噪结果如图 6 所示。

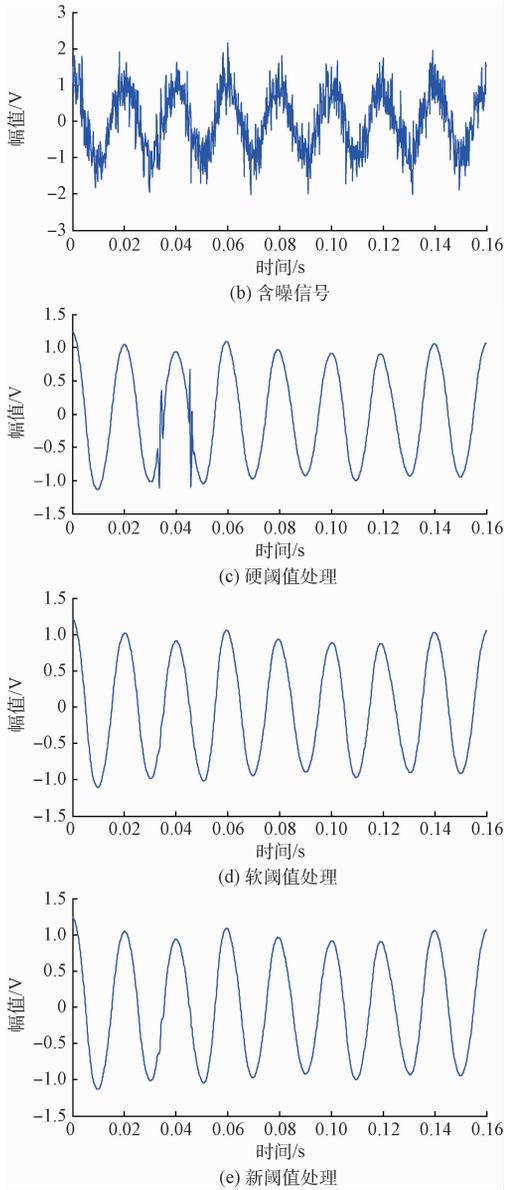


图 6 多调幅波闪变信号在不同阈值函数下去噪对比

由图 6 的仿真结果可以看出在重构信号时,硬阈值法会产生一些震荡,而软阈值法看似平稳,却与原信号存在一定偏差,尤其当信号中存在高频信号的时候,误差会更大。这里通过不同强度噪声 SNR_b 下,信号去噪后的信噪比 SNR_T 来验证本文阈值函数优于传统阈值方法。

3.3 对含噪声的闪变信号的检测

TEKO 在时域中对信号求导得到信号信息,因此当电能信号中存在噪声信号时,对检测结果会造成一定误差。

表 1 含噪信号在不同阈值函数下的去噪效果对比 (dB)

SNR_b	SNR_T		
	硬阈值	软阈值	新阈值
5	17.457 5	18.997 3	19.836 2
10	21.899 9	23.124 2	24.560 7
15	24.687 7	26.031 5	26.649 3

仿真对含有 8.8 Hz 调幅波的工频信号加入不同强度高斯白噪声,对比去噪前后算法提取信号的误差。仿真结果如表 2 所示,可以发现信噪比越小,不论去噪前后误差都更大,但阈值去噪方法较好地减小了噪声对闪变信号检测的影响。

表 2 去噪前后信号提取结果对比

SNR_b /dB	去噪前(后)幅值 误差/%	去噪前(后) 频率误差/%
5	2.347(0.857)	2.565(1.020)
10	1.562(0.711)	1.856(0.912)
15	1.055(0.642)	1.237(0.853)

4 结 论

本文提出了基于改进的 TEKO 提取闪变调幅波信号的方法,能够快速准确地跟踪被测量信号,且易于硬件实现,并针对改进的 TEKO 对噪声的敏感性,使用改进的小波阈值去噪方法对被测电信号预处理,较好的消除信号中的噪声,很大程度上减小算法在噪声环境中检测闪变信号时的误差。本文对所提方法进行了 MATLAB 仿真,实验结果证实了改进的 TEKO 在快速提取闪变调幅波的同时,保证了优良的时域分辨率,而对信号前期的去噪处理,有效地提高了算法在噪声环境中提取闪变调幅波的精度。因此所提算法适用于电压闪变的实时监测,具有一定的有效性和精确性。

参考文献

[1] PERETTO P, ROVATI L, SALVATORIG, et al. A measurement system for the analysis of the response of the human eye to the light flicker [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(4): 1384-1390.

[2] CHENG J Y, HSIEH C T, HUANG C M, et al. Application of modified Wigner distribution method to voltage flicker-generated signal studies [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2013, 44(1): 275-281.

(下转第 124 页)