

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.181600

基于改进能量算子和六项余弦窗频谱校正的 电压闪变包络参数检测

古庭赞¹, 高云鹏², 吴聪², 吕黔苏¹, 高吉普¹

(1. 贵州电网有限责任公司电力科学研究院, 贵州 贵阳 550001;

2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 随着新能源和电力电子技术的广泛发展与应用, 当前电网电压波动与闪变问题日趋严重。针对电压闪变参数的准确检测和评估, 提出基于改进能量算子和六项余弦窗三谱线改进 FFT 的电压闪变包络参数检测方法。该方法与传统能量算子相比, 无需平方根运算, 计算速度更快、实时性更好。基于推导出的闪变校正系数使其在基波频率波动及各类谐波等电网干扰情况下的准确度和稳定性均显著提高, 并搭建基于 PXI+LabVIEW 架构的检测平台进行测试。仿真实验和实测结果证明: 在分别含有单一调幅波调制、多频率调幅波调制、电网基波频率变动、含有各类谐波和白噪声干扰时, 所提检测算法相比传统能量算子稳定性好、准确度更高, 可有效实现电压闪变参数的在线检测与准确分析。

关键词: 电压闪变; 改进能量算子; 六项余弦窗; 三谱线插值

Voltage flicker envelope parameter detection based on improved energy operator and six-term cosine window spectrum correction

GU Tingyun¹, GAO Yunpeng², WU Cong², LÜ Qiansu¹, GAO Jipu¹

(1. Electric Power Research Institute of Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550001, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: With the rapid development and application of new energy and power electronics technologies, the current grid voltage fluctuations and flicker problems are becoming more and more seriously. Aiming at the accurate detection and evaluation of voltage flicker parameters, a method for detecting voltage flicker envelope parameters based on improved energy operator and six-term cosine window three-spectral line interpolation is proposed. Compared with traditional energy operator, this method does not need square root operation, and has faster calculation speed and better real-time performance. The accuracy and stability of the system in the case of fundamental wave frequency fluctuation and various harmonics are improved by the flicker correction coefficient. A detection platform based on PXI + LabVIEW architecture is built and tested. The simulation and experimental results show that the detection algorithm is more stable and accurate than the traditional energy operator when it contains single amplitude modulation, multi-frequency amplitude modulation, fundamental frequency fluctuation, harmonic, inter-harmonic and white noise interference respectively. And the real-time online detection and accurate analysis of voltage flicker parameters can effectively be realized.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51777061) and Science and Technology of Guizhou Power Grid (No. GZKJXM20171048).

Key words: voltage flicker; improved energy operator; six-term cosine window; three-spectral line interpolation

0 引言

随着新能源以及电力电子设备的大力发展, 各

种非线性、冲击性负荷的不断增加, 电网电压波动与闪变日趋严重^[1-3], 如今, 闪变已经到了非检测不可、不检测不行的地步。同时, 随着电力电子技术的广泛发展与应用, 各种频率变换类的电力电子装置已成为新的闪变源^[4], 严重影响着工业生产和日常生活, 因此在当前电网环境下开展电压波动与闪

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51777061); 贵州电网科技项目资助(GZKJXM20171048)

变的准确检测技术研究非常重要^[5-6]。

电压波动与闪变的准确检测与分析, 首先需要有效提取闪变包络参数, 现有电压闪变包络提取信号通常采用的是平方检波法、半波有效值检测法和整流检测法^[7]。平方检波法为IEC标准中的闪变检测原理框图中规定的方法^[8], 该方法比较适合仅含有一种频率波动分量的闪变信号; 半波有效值检测法在电网基波电压有效值和频率偏移时会产生较大的测量误差, 且准确地限定在半个周期的条件较难实现; 整流检测法和平方检波法需幅频特性极好的带通滤波器^[9-10]。针对电压闪变包络参数的实时准确检测, 文献[11-12]采用快速傅里叶变换进行闪变检测, 但该方法容易受到频谱泄露的影响; 文献[13]提出应用移动不变小波分析跟踪闪变幅度的检测方法, 但非同步采样下误差较大且小波函数选取困难^[14]; 文献[15]提出应用卡尔曼滤波进行非平稳闪变信号估计, 但对参数准确选取要求较高, 迭代计算复杂费时^[16]; 文献[17]提出基于最小化互信息准则的盲源分离的闪变参数分析方法, 将含有电压闪变的电网信号视为盲信号, 用FastICA算法分离包络波形, 但盲源分离后信号相位发生变化, 精度会受到影响。文献[18]提出希尔伯特变换的闪变检测算法, 该方法需选用合适的低通滤波器来滤波, 计算量大且抗噪性较差^[19]; 文献[20]应用S变换算法进行闪变检测, 但计算量较大, 运行时间长难以实现实时检测; 文献[21-22]提出基于Teager能量算子的快速包络提取方法, 计算快速简单, 准确度和稳定性有待提高。

因此, 本文提出基于改进能量算子和六项余弦窗三谱线改进FFT频谱校正的闪变检测方法, 通过改进能量算子提取电压闪变包络信号, 将闪变包络信号进行六项余弦窗多谱线改进FFT分析, 建立闪变包络参数的实时检测方法, 并采用大量仿真实验和实际测量对本文提出的方法进行验证, 证明了本文提出方法的有效性和准确性。

1 电压闪变的数学模型

闪变是指人的眼睛对照明设备灯光强度波动变化的主观视感觉察度, 由于电网中的电压幅值波动变化直接造成的。电压闪变数学模型研究通常是以0.05~35 Hz的正弦波为调幅波分量、载波为电网基波电压的调制信号^[23], 其数学表达式可表示为

$$u(t) = U_0 A(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (1)$$

式中: U_0 、 ω_0 、 θ_0 分别为电网工频电压的幅值、角频率及初相角; $A(t)$ 为幅值时变信号, 其表达式为

$$A(t) = 1 + v(t) = 1 + \sum_{i=1}^h m_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2)$$

式中: $v(t)$ 为电压闪变的包络信号; h 为闪变包络分量的项数; m_i 、 ω_i 、 θ_i 分别为第 i 项闪变包络分量的幅值、角频率及初相角, 其离散的数学表达式为

$$u(n) = U_0 [1 + v(n)] \cos(\Omega_0 n + \theta_0) =$$

$$U_0 \left[1 + \sum_{i=1}^h m_i \cos(\Omega_i n + \theta_i) \right] \cos(\Omega_0 n + \theta_0) \quad (3)$$

式中: $\Omega_0 = 2\pi f_0 / f_s$, 为基波的角频率, f_s 为采样频率; $\Omega_i = 2\pi f_i / f_s$, 为第 i 项闪变包络分量的角频率, f_i 为第 i 项闪变包络分量的频率。

2 闪变参数检测算法

2.1 传统 Teager 能量算子

Teager 能量算子为非线性算子, 仅通过信号中3个相邻的离散采样点即可有效追踪信号的瞬时能量变化, 能快速提取闪变信号波动分量, 其对信号幅值与频率的追踪能力很强, 实现简单快速^[24]。

闪变准确检测的关键是对闪变包络参数的快速准确提取, 设连续时间信号为 $x(t)$, 其能量算子可表示为

$$\psi[x(t)] = [x'(t)]^2 - x(t)x''(t) \quad (4)$$

式中, $x'(t)$ 、 $x''(t)$ 分别表示 $x(t)$ 的一阶和二阶导数。

设其离散信号为 $x(n)$, 则能量算子运算结果为

$$\psi[x(n)] = x^2(n) - x(n+1)x(n-1) \quad (5)$$

式中: n 为任意离散采样点; $n-1$ 表示采样点时刻 n 的前一个采样点值; $n+1$ 表示后一个采样点值。

对离散信号 $x(n)$ 与 $y(n)$ 的乘积进行能量算子变换, 有

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

因此, 对电压闪变信号的离散表达式中的 $u(n)$ 进行能量算子运算, 可得

$$\begin{aligned} \psi[u(n)] &= U_0^2 A^2(n) \psi[\cos(\Omega_0 n + \theta_0)] + \\ & U_0^2 \psi[A(n)] \cdot [\cos^2(\Omega_0 n + \theta_0) - \sin^2(\Omega_0)] = \\ & U_0^2 \underbrace{\{A^2(n) \sin^2(\Omega_0)\}}_{D(n)} + \\ & \underbrace{\psi[A(n)] \cdot [\cos^2(\Omega_0 n + \theta_0) - \sin^2(\Omega_0)]}_{E(n)} \end{aligned} \quad (7)$$

由于实际电网电压闪变包络信号的幅值 U_i 一般小于工频电压幅值 U_0 的 0.1 倍, 即调幅波系数 m_i 通常小于 0.1, 且闪变频率 f_i 的变化范围为

0.05~35 Hz, 电网工频 f_0 等于 50 Hz, 而闪变分量 h 值一般比较小, 因此, 忽略误差因子 $E(n)$ 影响, 闪变包络 $v(n)$ 可近似为

$$v(n) \approx \frac{\sqrt{\psi[u(n)]}}{U_0 \sin \Omega_0} - 1 \quad (8)$$

2.2 改进的离散能量算子

本文提出的改进能量算子是针对式(7)中的提取因子 $D(n)$ 和误差因子 $E(n)$ 做进一步的计算, 忽略其中的幅值较小项, 有

$$D(n) = [1 + v(n)]^2 \sin^2(\Omega_0) \approx \left[1 + 2 \sum_{i=1}^h m_i \cos(\Omega_i n + \theta_i) \right] \cdot \sin^2(\Omega_0) \quad (9)$$

因此, 忽略误差因子 $E(n)$ 后的改进能量算子提取的闪变包络 $v(n)$ 的表达式为

$$v(n) = \frac{\psi[u(n)]}{2U_0^2 \sin^2(\Omega_0)} - \frac{1}{2} \quad (10)$$

由式(10)可知, 相比传统能量算子, 改进能量算子减少了平方根计算, 计算速度更快。

由于 $1 + v(n)$ 的离散能量算子可表示为

$$\begin{aligned} \psi[1 + v(n)] &= [1 + v(n)]^2 - [1 + v(n+1)][1 + v(n-1)] \approx \\ &\sum_{i=1}^h m_i^2 \sin^2(\Omega_i) + \\ &4 \sum_{i=1}^h m_i \sin^2(\Omega_i / 2) \cos(\Omega_i n + \theta_i) \end{aligned} \quad (11)$$

为求出误差因子 $E(n)$ 对闪变包络分量的影响量, 将式(9)和式(11)代入式(10), 可得

$$\begin{aligned} v(n) &= \frac{\psi[u(n)]}{2U_0^2 \sin^2(\Omega_0)} - \frac{1}{2} = \\ &\sum_{i=1}^h m_i \cos(\Omega_i n + \theta_i) + \left[\frac{\cos^2(\Omega_0 n + \theta_0)}{2 \sin^2(\Omega_0)} - \frac{1}{2} \right] \cdot \\ &\left[\sum_{i=1}^h m_i^2 \sin^2(\Omega_i) + \sum_{i=1}^h 4m_i \sin^2(\Omega_i / 2) \cos(\Omega_i n + \theta_i) \right] = \\ &\underbrace{\left[\frac{1}{4 \sin^2(\Omega_0)} - \frac{1}{2} \right] \sum_{i=1}^h m_i^2 \sin^2(\Omega_i)}_{v_1} + \underbrace{\sum_{i=1}^h m_i C_i \cos(\Omega_i n + \theta_i)}_{v_2} + \\ &\underbrace{\frac{1}{4 \sin^2(\Omega_0)} \sum_{i=1}^h m_i^2 \sin^2(\Omega_i) \cos(2\Omega_0 n + 2\theta_0)}_{v_3} + \\ &\underbrace{\frac{1}{\sin^2(\Omega_0)} \sum_{i=1}^h m_i \sin^2(\Omega_i / 2) \cos(\Omega_i n + \theta_i) \cos(2\Omega_0 n + 2\theta_0)}_{v_4} \end{aligned} \quad (12)$$

$$C_i = 1 + \sin^2\left(\frac{\Omega_i}{2}\right) \left[\frac{1}{\sin^2(\Omega_0)} - 2 \right] \quad (13)$$

式中: v_1 可看做直流分量; $v_2(n)$ 为电压闪变的包络信号; $v_3(n)$ 为二次谐波分量; $v_4(n)$ 为大于 65 Hz 的分量($f_0 = 50$ Hz时); C_i 为第 i 项闪变包络系数的校正因子。

由式(12)和式(13)可知, 校正系数 C_i 的计算引入了原本忽略的误差因子 $E(n)$, 准确度进一步提高, 因为校正因子 C_i 里包含 Ω_0 和 Ω_i , 即与基波频率和各项闪变频率密切相关, 在基波频率波动时 C_i 会随之变化, 使得改进能量算子的检测准确度相比传统能量算子有显著的提高。

2.3 六项余弦窗加权

基于改进能量算子提取出的闪变包络信号进行谱分析时, 检测精度易受到频谱泄漏和栅栏效应的影响。六项余弦窗函数具有比较优良的旁瓣特性, 其时域表达式为

$$w_s(n) = \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i c_i \cos(2\pi n \cdot i / N) \quad (14)$$

式中: I 为窗函数的项数, $n = 1, 2, 3, \dots, N$, 其中 c_i 满足如下方程

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^{I-1} c_i = 1 \\ \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i c_i = 0 \end{cases} \quad (15)$$

$W_S(\omega)$ 为六项余弦窗的频谱幅度函数, 具体为

$$W_S(\omega) = \sum_{i=0}^5 \frac{c_i}{2} \left[W_P\left(\omega - \frac{2\pi}{N} i\right) + W_P\left(\omega + \frac{2\pi}{N} i\right) \right] \quad (16)$$

$$\text{式中: } W_P(\omega) = \frac{\sin \frac{N\omega}{2}}{\sin \frac{\omega}{2}} e^{-j \frac{N-1}{2} \omega}.$$

选用的旁瓣峰值电平低及旁瓣渐进衰减速率大的窗函数对电压闪变包络参数的检测准确度有显著提升^[25], 六项余弦窗的各系数和与常用窗函数旁瓣特性对比结果如表 1 和表 2 所示。

由表 2 可知, 六项余弦窗的旁瓣峰值电平为 -88 dB, 旁瓣渐进衰减速率为 66 dB/oct, 旁瓣峰值电平最低、同时旁瓣衰减速率最快, 各项指标上均

表 1 六项余弦窗函数系数

Table 1 Coefficients of six cosine window functions						
系数	c_0	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5
值	0.246	0.410	0.234	0.087	0.019	0.001
	9.375	15.625	3.750	8.906	5.312	9.531

表 2 六项余弦窗与常用窗函数旁瓣特性对比
Table 2 Comparison of sidelobe characteristics between six cosine windows and common window functions

窗函数类型	旁瓣峰值电平/dB	渐近衰减速率/(dB/oct)
Hanning 窗	-31.00	18
Blackman 窗	-58.00	18
四项 Nuttall(III)窗	-82.6	30
四项 R-V(I)窗	-61.0	18
五项 R-V(I)窗	-74.5	30
本文的六项余弦窗	-88	66

好于现有常用余弦组合窗, 因此, 本文选用六项余弦窗对改进能量算子提取的闪变包络信号进行加权处理, 再进一步完成频谱校正与分析。

2.4 闪变包络三谱线改进 FFT

对加窗处理后的离散闪变包络信号进行傅里叶变换, 对其中第 i 项闪变波动分量进行分析, 可得

$$X(k\Delta f) = \frac{m_i}{2j} \sum_{i=1}^H e^{j\theta_i} W_s \left[\frac{2\pi(k\Delta f - f_i)}{f_s} \right] \quad (17)$$

式中: H 为闪变包络的总项数; $\Delta f = f_s / N$; f_0 为电网电压基波频率; m_i 是第 i 项闪变波动分量的幅值。

由于 FFT 信号非同步采样时存在栅栏效应, 难以准确获取频率成分, 通过对峰值附近的谱线进行插值修正可获得准确的信号幅值参数。而常用的双谱线插值算法, 即对所求频率附近的最大值谱线和次最大值谱线进行插值, 但实际在峰值谱线附近的 3 根谱线均占有较大权重, 采用三谱线插值进行包络频谱分析具有更高的准确性。

设峰值谱线为第 k_c 条, 对应频率为 $k_c\Delta f$, 其左边谱线为 k_{c-1} , 右边相邻谱线为 k_{c+1} , 而实际峰值谱线应为 k_i , 对应频率为 f_i 。引入参数 $\varepsilon = k_i - k_c$, 其取值范围为 $[-0.5, 0.5]$, 三根谱线对应幅值分别为 $x_c = |Y(k_c\Delta f)|$, $x_{c-1} = |Y(k_{c-1}\Delta f)|$, $x_{c+1} = |Y(k_{c+1}\Delta f)|$, 引入参数 γ , 有

$$\gamma = \frac{x_{c+1} - x_{c-1}}{x_c} \quad (18)$$

将参数 ε 代入式(16), 可得

$$\gamma = \frac{|W_s(1-\varepsilon)| - |W_s(-1-\varepsilon)|}{W_s(-\varepsilon)} \quad (19)$$

通过权重设置与简化分析可得闪变包络的幅值修正式为

$$m_i = \frac{2(2x_c + x_{c-1} + x_{c+1})}{2 \left| W_s \left(\frac{2\pi(-\varepsilon)}{N} \right) \right| + \left| W_s \left(\frac{2\pi(-\varepsilon-1)}{N} \right) \right| + \left| W_s \left(\frac{2\pi(-\varepsilon+1)}{N} \right) \right|} = (2x_c + x_{c-1} + x_{c+1}) N^{-1} G(\varepsilon) \quad (20)$$

式中: $G(\varepsilon)$ 为关于 ε 的多项式, 幅值 m_i 对应的频率 f_i 的修正式为

$$f_i = (k_c + \varepsilon)\Delta f \quad (21)$$

$$\varphi_i = \arg[X(k\Delta f)] + \frac{\pi}{2} - \varepsilon\pi \quad (22)$$

利用式(20)和式(21), 通过 Matlab 对多项式进行曲线拟合, 进而推导出六项余弦窗三谱线改进 FFT 的闪变包络参数分析中的 ε 修正式和 $G(\varepsilon)$ 的逼近式分别为

$$\varepsilon = 5.5\gamma \quad (23)$$

$$G(\varepsilon) = 4.25219474 + 0.70707483\varepsilon^2 + 0.06201114\varepsilon^4 + 0.00392164\varepsilon^6 \quad (24)$$

将式(23)和式(24)分别代入式(20)和式(21), 即可获得闪变包络参数的幅值和频率修正式分别为

$$m_i = (2x_c + x_{c-1} + x_{c+1}) N^{-1} \cdot (4.25219474 + 0.70707483\varepsilon^2 + 0.06201114\varepsilon^4 + 0.00392164\varepsilon^6) \quad (25)$$

$$f_i = (k_c + 5.5\gamma)\Delta f \quad (26)$$

3 仿真实验与分析

3.1 单一频率包络调制

为验证本文提出的改进能量算子和六项余弦窗频谱校正的闪变包络参数检测算法的准确性, 基于 Matlab 平台完成本文算法的仿真实验与分析。首先对闪变调制信号中仅含有单一频率成分时的情况进行仿真, 设电网工频 f_0 为 50 Hz, 幅值 U_0 为 $220\sqrt{2}$ V, 基于能量算子和改进能量算子的闪变包络信号的幅值检测的相对误差分别如图 1 和图 2 所示。

由图 1 和 2 结果可见, 当闪变调制波形中仅含单一频率包络成分时, 基于能量算子的闪变幅值的相对误差在 $(1.1 \times 10^{-2})\%$ 以内, 而基于改进能量算子

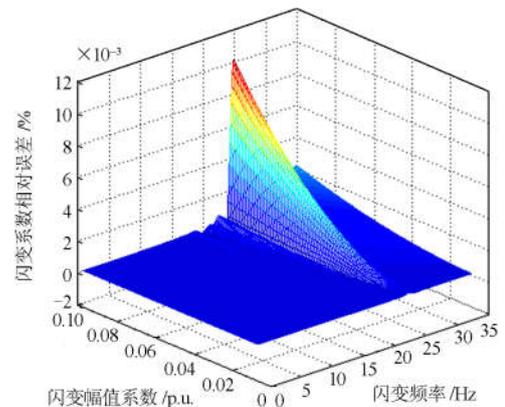


图 1 基于能量算子单一频率调制时的测量相对误差

Fig. 1 Measurement errors with single frequency based on Teager energy operator

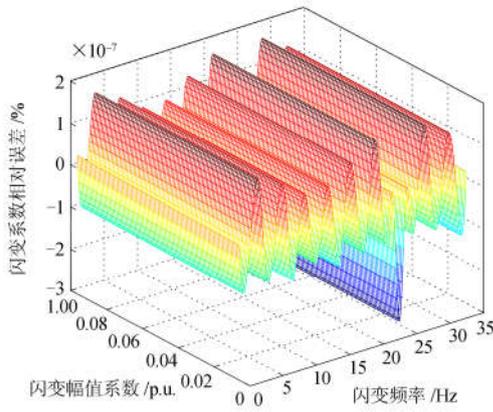


图 2 基于改进能量算子单一频率调制时的测量误差

Fig. 2 Measurement errors with single frequency based on improved energy operator

和六项余弦窗闪变检测方法的闪变幅值的相对误差在 $(3.0 \times 10^{-7})\%$ 以内, 相比传统能量算子其准确度有了显著提高。

3.2 多频率包络调制

实际电压波动包络信号中可能含有多种频率成分的正弦波分量, 为验证本文算法在多频率调制波下的准确性和有效性, 设置含有多频率成分调制的闪变信号参数如表 3 所示, 以此进行实验与分析。

表 3 多频率闪变包络分量的测量误差

Table 3 Measurement errors of multi-frequency flicker envelope component

闪变幅值/%	闪变频率/Hz	能量算子 $e_m/\%$	改进能量算子 $e_m/\%$
0.1	23	7.3262E-4	1.3743E-7
0.07	15	7.6485E-5	1.3482E-8
0.03	7	6.1055E-5	9.4012E-8

由表 3 中闪变幅值和频率的相对误差分析结果可以看出, 对多频率正弦波调制闪变时, 基于本文提出的改进能量算子和六项余弦窗的闪变参数检测方法的精度在 $(3.0 \times 10^{-7})\%$ 左右, 与单一频率包络调制的精度十分接近, 相比传统的能量算子的精度更高, 证明了本文算法在多频率闪变包络提取时的有效性。

3.3 叠加各类谐波影响

电网中电压波动和闪变发生的同时, 电网常伴有谐波干扰的发生。因此, 为分析叠加各类谐波对本文提出的检测算法的影响, 分别采用含有次谐波、间谐波、整数次谐波的闪变信号进行实验, 设置以下四种情况仿真: 1) 无谐波; 2) 含有 7、11 次谐波; 3) 含有 3 次谐波和 187 Hz 间谐波, 4) 含有间谐波, 频率为 211 Hz, 基于能量算子和改进能量算子的叠加各类谐波和间谐波的测量误差分别如图 3 和 4 所示。

由图 3 和图 4 结果可知, 当电压闪变信号中存在谐波与间谐波分量干扰的情况下, 基于本文提出的改进能量算子和六项余弦窗的闪变参数检测方法的精度在 $(3.0 \times 10^{-7})\%$ 左右, 相比传统能量算子其稳定性更强、精度更高, 在含有各类谐波和间谐波分量的干扰时均可实现闪变参数的高准确度检测。

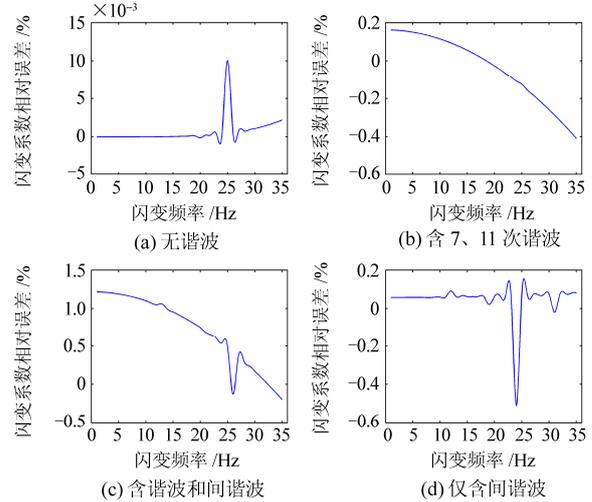


图 3 基于能量算子叠加各类谐波和间谐波的测量误差

Fig. 3 Measurement errors with kinds of harmonics based on Teager energy operator

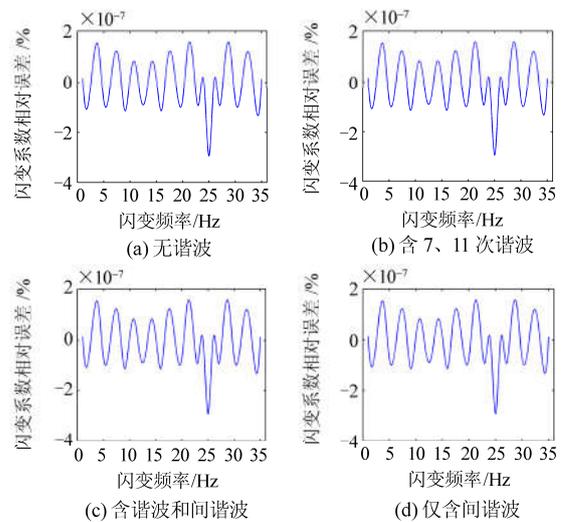


图 4 基于改进能量算子叠加各类谐波的测量误差

Fig. 4 Measurement errors with kinds of harmonics based on improved energy operator

3.4 基波频率变动影响

实际电网基波频率会在 50 Hz 附近发生波动, 由此造成检测结果频谱泄露的影响变化, 本文对基波频率发生变动时的情况进行仿真分析。针对基波频率 f_0 在 49.5~50.5 Hz 变化, 闪变频率在 0.5~35 Hz

变化, 幅值为 0.1 p.u. 为例, 基于能量算子和改进能量算子的闪变系数的测量误差分别如图 5 和图 6 所示。

由图 5 和图 6 结果可知, 当电网电压中的基波频率发生偏移变化时, 基于本文提出的改进能量算子和六项余弦窗的闪变参数检测方法的精度在 $(1.5 \times 10^{-6})\%$ 以内, 而基于能量算子的精度仅有 0.4%, 可见, 本文提出的闪变参数检测算法在基波频率偏移时测量闪变仍有很高的准确度, 受基波频率变动的影响很小。

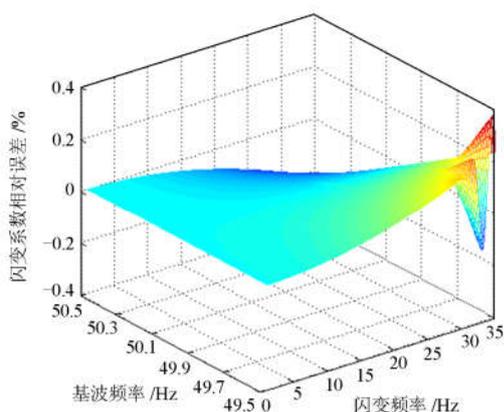


图 5 基于能量算子基波频率偏移时的测量误差

Fig. 5 Measurement errors with fundamental frequency deviation based on Teager energy operator

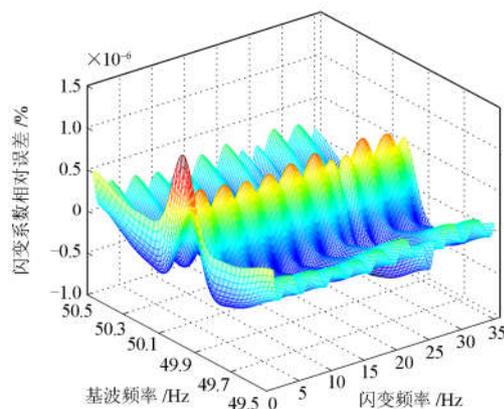


图 6 基于改进能量算子基波频率偏移时的测量误差

Fig. 6 Measurement errors with fundamental frequency deviation based on improved energy operator

3.5 添加噪声干扰影响

电压闪变检测时, 不可避免会受到噪声的影响。为了分析在含有噪声影响下的测量准确性, 本文对闪变信号叠加白噪声干扰进行仿真测试。设置闪变系数为 0.1 p.u., 频率范围为 0.5~35 Hz, 白噪声的信噪比设为 20~110 dB 范围内变化, 基于能量算子和改进能量算子在噪声影响下的闪变系数的测量误

差分别如图 7 和图 8 所示。

由图 7 和图 8 结果可知, 在噪声影响下, 基于改进能量算子的闪变系数的测量误差要略优于传统能量算子。对于不同的闪变调制频率, 在白噪声信噪比较低时, 闪变系数测量误差较大, 约在 6% 以下, 当信噪比大于 35 dB 时, 闪变系数的相对误差约在 2% 以下, 考虑电网中的实际信噪比, 基于本文提出的闪变参数检测算法在噪声影响下仍可有效实现闪变参数的准确检测。

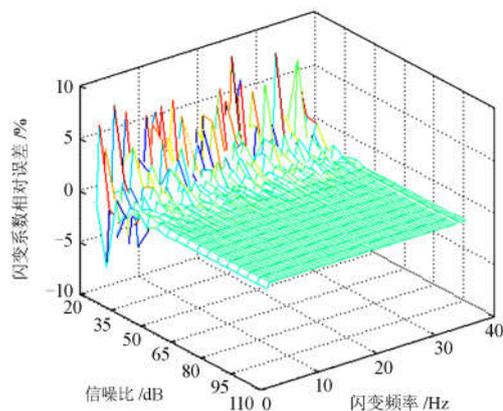


图 7 基于能量算子含噪声时的测量误差

Fig. 7 Measurement errors with noises based on Teager energy operator

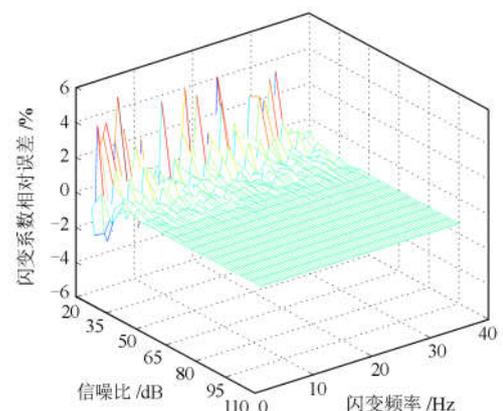


图 8 基于改进能量算子含噪声时的测量误差

Fig. 8 Measurement errors with noises based on improved energy operator

4 实验验证

为验证本文提出的基于改进能量算子和六项余弦窗频谱校正的闪变包络参数检测算法的有效性, 搭建基于 PXI+ LabVIEW 架构的上位机检测平台进行测试, 电压闪变参数检测平台实物图如图 9 所示。

电压闪变信号由 Agilent 33500B 系列的函数信号发生器产生, PXI 平台由 PXIe-1071 机箱和高速、

低功耗、24 通道、16 位的 NI PXIe-6341 数据采集卡组成，闪变信号经 PXI 高速数据采集卡实现数据采集，通过 DAQ 进行相关物理通道和采样设置将数据传送至计算机，由上位机软件系统实现闪变参数测量与计算、数据波形的实时显示、数据存储和打印等功能操作，实际测量结果如表 4 所示。

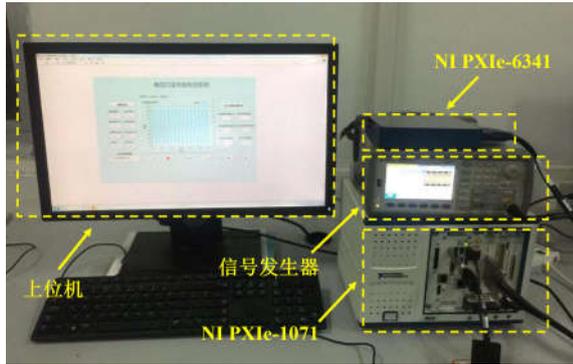


图 9 闪变参数检测平台实物图

Fig. 9 Experimental setup of voltage flicker parameter detection

表 4 闪变参数的实测结果

Table 4 Measurement results of flicker parameters

闪变幅值/%	闪变频率/Hz	幅值误差/%	频率误差/%
0.105	1	0.191	0.086
0.155	2	0.178	0.093
0.165	8.8	0.094	0.051
0.280	11	0.188	0.059
0.195	15	0.103	0.075
0.120	21	0.158	0.061
0.200	29	0.134	0.077

由表 4 可以看出，基于本文提出的能量算子和六项余弦窗频谱校正的闪变检测方法构建的实测平台，闪变幅值相对误差均小于 0.2%，闪变频率的相对误差小于 0.1%，满足 IEC 61000-4-15 标准要求^[7]，因此，基于本文提出的算法可有效实现包络参数提取与电压闪变参数的准确检测。

5 结论

本文提出了基于改进能量算子和六项余弦窗频谱校正的电压闪变包络参数检测方法，该方法与传统能量算子相比，无需平方根运算，计算更快，实时性更好，且推导出的校正系数考虑传统能量算子原本忽略的误差因子，与基波频率和各项闪变频率相关，使得改进能量算子在基波频率波动以及各类谐波等干扰下相比传统能量算子精度和稳定性有显著的提高。经仿真实验和实测验证结果表明：本文

提出的闪变包络检测算法的检测准确性受电网基波频率波动、谐波、间谐波、噪声的影响很小，且对含有各种波动分量的闪变信号均可有效实现闪变参数的准确提取。

参考文献

- [1] CHEN C I, CHEN Y C, CHANG Y R, et al. An accurate solution procedure for calculation of voltage flicker components[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(5): 2370-2377.
- [2] 吴新忠, 邢强, 渠虎, 等. CEEMD 在电能质量扰动检测中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(3): 48-55.
WU Xinzhong, XING Qiang, QU Hu, et al. Application of CEEMD in power quality disturbance detection[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(3): 48-55.
- [3] 赵杰, 刘小靖, 胡仁芝. 实时检测与定位电网电压瞬时波动的 Coiflets 小波方法[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(15): 8-14.
ZHAO Jie, LIU Xiaojing, HU Renzhi. A Coiflets wavelet method for real-time detecting and locating transient surges of network voltage[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(15): 8-14.
- [4] KHADKIKAR V. Enhancing electric power quality using UPQC: a comprehensive overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(5): 2284-2297.
- [5] KIRANMAI S A, LAXMI A J. Data mining for classification of power quality problems using WEKA and the effect of attributes on classification accuracy[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 303-314. DOI: 10.1186/s41601-018-0103-3.
- [6] 姚钢, 纪飞鹏, 殷志柱, 等. 直流配电电能质量研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(16): 163-170.
YAO Gang, JI Feipeng, YIN Zhizhu, et al. Review on the research of DC power distribution power quality[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(16): 163-170.
- [7] 赵学东, 孙树勤. 闪变仪中调制波的几种检波方法[J]. 电网技术, 1996, 20(4): 52-54.
ZHAO Xuedong, SUN Shuqin. Discussion to several methods for demodulation in flickermeter[J]. Power System Technology, 1996, 20(4): 52-54.
- [8] IEC 61000-4-15. Part 4: testing and measurement techniques, section 15: flickermeter, functional and design specifications[S]. 2010.
- [9] 魏晓璞, 徐永海, 肖湘宁. 电压波动与闪变检测方法综述[J]. 电测与仪表, 2009, 46(4): 1-5.
WEI Xiaopu, XU Yonghai, XIAO Xiangning. Survey on methods for measurement of voltage fluctuations and flicker[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2009, 46(4): 1-5.

- [10] SRINIVASAN K. Digital measurement of voltage flicker[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1991, 6(4): 1593-1598.
- [11] 史三省, 周勇, 秦晓军, 等. 基于 FFT 的电压波动与闪变测量算法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2010, 22(6): 109-112, 129.
SHI Sansheng, ZHOU Yong, QIN Xiaojun, et al. Research on voltage fluctuation and flicker measurement algorithm based on FFT[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2010, 22(6): 109-112, 129.
- [12] WU C J, FU T H. Effective voltage flicker calculation algorithm using indirect demodulation method[J]. IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 2003, 150(4): 493-500.
- [13] 陈祥训. 实时跟踪电压闪变幅度的移动不变小波分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 3-9.
CHEN Xiangxun. A shift-invariant wavelet-based method for tracking voltage flicker level[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 3-9.
- [14] CHO S H, PARK C H, HAN J, et al. A waveform distortion evaluation method based on a simple half-cycle RMS calculation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1461-1467.
- [15] SADINEZHAD I, AGELIDIS V G. Frequency adaptive least-squares-Kalman technique for real-time voltage envelope and flicker estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(8): 3330-3341.
- [16] 李江, 王义伟, 魏超, 等. 卡尔曼滤波理论在电力系统中的应用综述[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(6): 135-144.
LI Jiang, WANG Yiwei, WEI Chao, et al. A survey on the application of Kalman filtering method in power system[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(6): 135-144.
- [17] 国添栋, 王祁. 基于互信息最小化盲源分离准则的电压闪变检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(1): 57-61.
GUO Tiandong, WANG Qi. Detection of voltage flicker based on blind source separation of minimum mutual information[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(1): 57-61.
- [18] VALTIERRA-RODRIGUEZ M, GRANADOS-LIEBERMAN D, TORRES-FERNANDEZ J E, et al. A new methodology for tracking and instantaneous characterization of voltage variations[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(7): 1596-1604.
- [19] NORMAN C F, CHAN J Y C, LAU W H, et al. Hybrid wavelet and hilbert transform with frequency-shifting decomposition for power quality analysis[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2012, 61(12): 3225-3233.
- [20] 唐求, 滕召胜, 高云鹏, 等. 基于 S 变换的平方检测法测量电压闪变[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(7): 60-67.
TANG Qiu, TENG Zhaosheng, GAO Yunpeng, et al. Voltage flicker measurement using square demodulation method based on S-transform[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(7): 60-67.
- [21] ABDEL-GALIL T K, EL-SAADANY E F, SALAMA M M A. Online tracking of voltage flicker utilizing energy operator and Hilbert transform[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(2): 861-867.
- [22] 贾秀芳, 陈清. 基于 Teager 能量算子的风电并网闪变包络线提取[J]. 太阳能学报, 2010, 31(7): 885-890.
JIA Xiufang, CHEN Qing. Teager energy operator for tracking the envelope of voltage flicker produced by integrated wind power[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2010, 31(7): 885-890.
- [23] GIRGIS A A, STEPHENS J W, MAKRAM E B. Measurement and prediction of voltage flicker magnitude and frequency[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1995, 10(3): 1600-1605.
- [24] 高云鹏, 李峰, 陈婧, 等. 改进能量算子 Nuttall 窗频谱校正的闪变测量方法[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(4): 745-753.
GAO Yunpeng, LI Feng, CHEN Jing, et al. Voltage flicker measurement method using improved Teager-Kaiser energy operator based on Nuttall window spectral correction[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(4): 745-753.
- [25] ANDRIA G, SAVINO M, TROTTA A. Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1989, 38(4): 856-863.

收稿日期: 2018-12-25; 修回日期: 2019-03-11

作者简介:

古庭贇(1988—), 女, 硕士, 研究方向为电力系统稳定与控制; E-mail: gutingyun@126.com

高云鹏(1978—), 男, 通信作者, 博士, 博士生导师, 研究方向为电能质量分析、智能信息处理; E-mail: gaoyun@hnu.edu.cn

吴聪(1993—), 男, 博士研究生, 研究方向为电能质量分析。E-mail: congwu@hnu.edu.cn

(编辑 周金梅)