DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1905354

基于改进平方检测和新型 K-N 互卷积窗的闪变参数检测*

张民谣,高云鹏,吴 聪,朱彦卿,曹一家
(湖南大学电气与信息工程学院 长沙 410082)

摘 要:传统的数字式闪变仪研制主要根据 IEC 闪变测量原理将各环节的模拟滤波器转换为数字滤波器来实现,但数字滤波器的效果受限于采样频率和变换方法的选取。提出利用解析模式分解改进传统平方检测法的滤波环节,准确提取电压闪变包络信号,构建新型 K-N 互卷积窗函数,推导基于新型 K-N 互卷积窗三谱线插值修正算法,据此提出基于改进平方检测法和新型 K-N 互卷积窗的闪变参数检测方法,开发基于虚拟仪器的闪变参数检测平台。仿真实验结果表明,所提算法在单一频率调制、多频率调制、电网频率波动、含有叠加谐波及噪声干扰的情况下,均能有效实现闪变参数的准确检测,相较于传统检测方法,实现简单且具有更高的准确度。

关键词: 电压闪变;解析模式分解;平方检测法;K-N 互卷积窗;三谱线插值
中图分类号: TM930.1 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**:510.4010

Flicker parameters detection based on the improved square demodulation method and new K-N mutual convolution window

Zhang Minyao, Gao Yunpeng, Wu Cong, Zhu Yanqing, Cao Yijia
(*College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China*)

Abstract: The development of the traditional digital flicker meter is realized by converting the analog filter of each link into digital filter according to the flicker measurement principle provided by IEC. However, the effectiveness of the digital filter is limited by the sampling frequency and the transformation selection. To achieve accurate extraction of the voltage flicker envelope signal, the analytical mode decomposition is used to improve the filter link in the square detection method. A new K-N mutual convolution window is proposed. The correction algorithm, which is based on the K-N mutual convolution window and the three-spectral line interpolation, is realized. The flicker parameter detection method based on improved square detection method and new K-N mutual convolution window is proposed in this study. The flicker parameter detection platform based on virtual instrument is developed. Simulation experimental results show that the proposed algorithm can effectively realize the accurate detection of flicker parameters in the cases of single frequency modulation, multi-frequency modulation, power grid frequency deviation, containing superposition harmonic interference and noise interference. This method is easy to realize and its accuracy is higher than the traditional detection methods.

Keywords: voltage flicker; analytical mode decomposition; square demodulation method; K-N mutual convolution window; three-spectral line interpolation

0 引 言

随着新能源的发展和电力电子设备的大量应用,各种波动性负荷急剧增加,导致电网电压波动与闪变问题日益严重,成为影响众多重要用户供电可靠性的主要原因之一[1-2],因此,如何准确检测和分析电压闪变问题对电网的安全稳定运行具有重要意义。

现行闪变测量方法主要有整流检测法、有效值检测法[3]、平方检测法[4]、Teager-Kaiser 算子[5-6]、瞬时无功功

收稿日期:2019-07-09 Received Date:2019-07-09
*基金项目:国家自然科学基金(51777061)、贵州电网科技项目(GZKJXM20171048)、长沙市重点研发计划项目(kq1901029)资助

率[7]、希尔伯特变换和旋转因子变换插值等[8-9]。我国国标采用 IEC 61000-4-15 标准推荐的平方检测法,但 IEC 标准仅给出原理框图和设计规范,并未对框图的实现进行详细说明,而且 IEC 推荐的平方检测法各环节传递函数均以模拟方式(s 域)给出,在当今数字化电网建设的背景下,需根据 IEC 给出的闪变测量原理将各环节模拟滤波器转换为数字滤波器[10]。文献[11-12]根据 IEC 推荐的闪变仪设计原理,将 s 域的系统函数变换到 z 域,实现闪变仪数字化设计,但变换方法的选取和非理想幅频特性影响其滤波效果,且数字滤波器需根据采样频率进行计算才能设计出来,使得闪变仪只能以固定频率进行采样[13]。

为了弥补数字滤波器的不足,实现电压闪变参数的准确提取与快速估计,本文通过解析模式分解改进了平方检测法中的滤波环节,准确提取出电压闪变包络;选用形状参数可调的 Kaiser 窗和旁瓣衰减速率快的 Nuttall 窗进行卷积,构建一种频谱特性更加优良的互卷积窗函数,推导出基于该互卷积窗的三谱线插值修正式;提出并建立基于改进平方检测和新型 K-N 互卷积窗的电压闪变参数检测方法,据此研制基于虚拟仪器的闪变参数检测平台,并采用大量的仿真实验和实测对本文提出方法进行验证。

1　电压闪变包络提取

1.1　电压闪变数学模型

闪变是指电压波动引起的灯光照度不稳定造成的视感,通常看成是电网中的工频电压(50 Hz)受到电压波动分量为调幅波调制的结果,其数学表达式为:

$$u(t)=U_0[1+v(t)]\cos(\omega_0 t+\theta_0)=U_0[1+m_i\cos(\omega_i t+\theta_i)]\cos(\omega_0 t+\theta_0) \quad (1)$$

式中:U_0、ω_0、θ_0 分别为电网工频电压的幅值、角频率和初相位;$v(t)$ 表示电压波动分量,即电压闪变包络分量;m_i、ω_i 和 θ_i 分别为闪变包络分量的幅值、角频率和初相角。

由式(1)可得闪变离散信号为:

$$u(n)=U_0[1+v(n)]\cos(\Omega_0 n+\theta_0)=U_0[1+m_i cos(\Omega_i n+\theta_i)]\cos(\Omega_0 n+\theta_0) \quad (2)$$

式中:$\Omega_0=\omega_0/f_s=2\pi f_0/f_s$;$\Omega_i=\omega_i/f_s=2\pi f_i/f_s$;$f_s$ 为采样频率;f_0 为电网工频;f_i 为闪变包络频率。闪变参数检测的关键在于提取闪变包络信号中的闪变包络幅值 m_i 和频率 f_i。

1.2　基于解析模式分解的平方检测法

对离散采样后的电压信号 $u(n)$ 经平方运算可得:

$$u^2(n)=U_0^2[1+m_i\cos\Omega_i n]^2\cos^2\Omega_0 n=U_0^2[1+2m_i\cos\Omega_i n+m_i^2\cos^2\Omega_i n]\cos^2\Omega_0 n=$$
$$1/2U_0^2(1+1/2m_i^2)+U_0^2 m_i\cos\Omega_i n-1/4U_0^2 m_i^2\cos2\Omega_i n+1/2U_0^2(1+1/2m_i^2)\cos2\Omega_0 n+1/8U_0^2 m_i^2\cos2(\Omega_0+\Omega_i)n+1/8U_0^2 m_i^2\cos2(\Omega_0-\Omega_i)n+1/2U_0^2 m_i\cos(2\Omega_0+\Omega_i)n+1/2U_0^2 m_i\cos(2\Omega_0-\Omega_i)n \quad (3)$$

式中:第 1 项为直流分量;第 2、3 项为调幅波和其平方项;其余 5 项是 100 Hz 及其以上的频率分量。

滤除直流分量后,IEC 推荐使用 6 阶巴特沃斯低通滤波器来滤除工频及以上频率分量,但只给出其模拟滤波器的传递函数,将其转换为数字滤波器的方法有脉冲响应不变法和双线性变换法。脉冲响应不变法虽然简单,但会产生频谱混叠现象,而双线性变换法中数字频率与模拟频率是非线性的,会导致数字滤波器的幅频响应相对于模拟滤波器的幅频响应畸变,而且由于滤波器并非理想幅频特性,易导致部分成分无法完全滤除[14]。

解析模式分解(analytical mode decomposition, AMD)可视为低通滤波器用来滤除信号的高频部分,其滤波效果优于频域加窗方法[15-16]。

设信号 $x(n)=x_1+x_2$,其中高频部分 x_1 和低频部分 x_2 的频谱不相重叠,则存在截断频率 ω_c 大于 x_1 的最高频率而小于 x_2 的最低频率,令离散信号的解析模式分解式为:

$$s=\sin(\omega_c n)H[\cos(\omega_c n)x(n)]-\cos(\omega_c n)H[\sin(\omega_c n)x(n)] \quad (4)$$

式中:$H[\ ]$ 表示对信号进行 Hilbert 变换。

通过减去平均值的方法滤除直流分量后,将式(3)余下部分除以 U_0^2 可变换为 7 项 $b_i\cos(\eta_i n+\zeta_i)$ 之和的形式,即:

$$y(n)=\sum_{i=1}^{7} b_i\cos(\eta_i n+\xi_i) \quad (5)$$

将式(5)代入式(4),设置截止频率为 36 Hz,则有 $\omega_c=2\pi\times36/f_s$,可得:

$$s=\sin(\omega_c n)\mathrm{H}[\cos(\omega_c n)y(n)]-\cos(\omega_c n)H[\sin(\omega_c n)y(n)] \quad (6)$$

设 $\delta_c=\omega_c n$,$\delta_i=\eta_i n+\zeta_i$,由 Hilbert 变换的性质可知 $H[\cos\delta]=\sin\delta$,$H[\sin\delta]=-\cos\delta$,当 $\eta_i>\omega_c$ 时,根据三角函数公式和 Hilbert 变换的性质对式(6)进行化简,有:

$$s(n)=\sin(\delta_c)H[\cos(\delta_c)b_i\cos(\delta_i)]-\cos(\delta_c)H[\sin(\delta_c)b_i\cos(\delta_i)]=1/2b_i\sin(\delta_c)H[\cos(\delta_i+\delta_c)+\cos(\delta_i-\delta_c)]-1/2b_i\cos(\delta_c)H[\sin(\delta_i+\delta_c)+\sin(\delta_i-\delta_c)]=1/2b_i\{\sin(\delta_c)[\sin(\delta_i+\delta_c)+\sin(\delta_i-\delta_c)]+\cos(\delta_c)[\cos(\delta_i+\delta_c)-\cos(\delta_i-\delta_c)]\}=1/2b_i(\sin\delta_i\sin2\delta_c-\sin\delta_i\sin2\delta_c)=0 \quad (7)$$

由此可知,信号 $y(n)$ 中大于截断频率 ω_c 的高频部分被滤除。同理,当 $\eta_i<\omega_c$ 时,有

$$s(n)=\sin(\delta_c)H[\cos(\delta_c)b_i\cos(\delta_i)]-\cos(\delta_c)H[\sin(\delta_c)b_i\cos(\delta_i)]=1/2b_i\sin(\delta_c)H[\cos(\delta_c+\delta_i)+\cos(\delta_c-\delta_i)]-1/2b_i\cos(\delta_c)H[\sin(\delta_c+\delta_i)+\sin(\delta_c-\delta_i)]=1/2b_i\{\sin(\delta_c)[\sin(\delta_c+\delta_i)+\sin(\delta_c-\delta_i)]+\cos(\delta_c)[\cos(\delta_c+\delta_i)+\cos(\delta_c-\delta_i)]\}=1/2b_i(2\sin^2(\delta_c)\cos(\delta_i)+2\cos^2(\delta_c)\cos(\delta_i))=b_i\cos(\delta_i) \tag{8}$$

因此,0.05~35 Hz 的闪变包络分量被保留下来,由于实际电网中调幅波电压的幅值 $m_i\ll1$,故可忽略其平方项。因此,经过 AMD 处理得到的 $s(n)$ 即为电压闪变包络分量 $v(n)$。

2 闪变参数检测算法

2.1 新型 K-N 互卷积窗构建

快速傅里叶变换(fast Fourier transformation, FFT)作为实际检测装置中应用广泛的快速谱估计方法[17-18],非整周期采样时存在栅栏效应和频谱泄露的缺点,抑制闪变包络谱分析精度,常采用加窗插值算法来提高 FFT 的计算准确度[19-20],因此,选取合适的窗函数和谱线插值算法尤为重要。

常用的余弦组合窗由于参数固定,通常不能同时满足旁瓣特性优良和主瓣窄的要求。Kaiser 窗作为非余弦组合窗,可根据信号特征自主设置参数调节旁瓣高度与主瓣宽度之间比重,而 Nuttall 窗在余弦组合窗中旁瓣性能优越,因此,本文结合上述两种窗的函数特性,构建一种新型 K-N 互卷积窗函数。

Kaiser 窗的时域表示为:

$$w_K(n)=\frac{I_0\left(\beta\sqrt{1-\left(\frac{n}{N/2}\right)^2}\right)}{I_0(\beta)},\quad 0\leqslant|n|\leqslant N/2 \tag{9}$$

式中:I_0 为第一类变形零阶 Bessel 函数;β 为 Kaiser 窗的形状参数。考虑到其旁瓣特性和 β 值之间的变化关系,本文选择 $\beta=20$ 的 Kaiser 窗进行信号处理,其频域表示为:

$$W_K(\omega)=\frac{N\sinh\left(\sqrt{\beta^2-(N\omega/2)^2}\right)}{I_0(\beta)\sqrt{\beta^2-(N\omega/2)^2}} \tag{10}$$

Nuttall 窗的时域表示为:

$$w_N(n)=\sum_{l=0}^{L-1}(-1)^l b_l\cos(2\pi n\cdot l/N) \tag{11}$$

式中:L 为窗多项式的项数,$n=1,2,3,\cdots,N$ 为采样点数,系数 b_l 满足 $\sum_{l=0}^{L}b_l=1$ 和 $\sum_{l=0}^{L}(-1)^l b_l=0$。本文选用 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数,其多项式系数分别为 $b_0=0.338\ 946$,$b_1=-0.481\ 973$,$b_2=0.161\ 054$,$b_3=-0.018\ 027$,其频域表示为:

$$W_N(w)=\sum_{l=0}^{L-1}(-1)^l\frac{b_l}{2}\left[W_R\left(w-\frac{2\pi}{N}l\right)+W_R\left(w+\frac{2\pi}{N}l\right)\right] \tag{12}$$

式中:$W_R(w)=\dfrac{\sin(Nw/2)}{\sin(w/2)}e^{-jw(N-1)/2}$。

将 Kaiser 窗与 4 项 3 阶 Nuttall 窗进行时域卷积,可得新型 K-N 互卷积窗的时域表示为:

$$W_{K\text{-}N}(n)=w_K(n)*w_N(n)=\sum_{i=0}^{n}w_K(i)\cdot w_N(n-i) \tag{13}$$

根据时域卷积定理可知,时域内的卷积对应于频域内的乘积,因此 K-N 互卷积窗的频域表示为:

$$W_{K\text{-}N}(\omega)=FT[w_K(n)*w_N(n)]=W_K(\omega)\cdot W_N(\omega) \tag{14}$$

以长度等于 32 为例,Kaiser 窗($\beta=20$)、4 项 3 阶 Nuttall 窗以及本文构建的新型 K-N 互卷积窗的归一化对数频谱如图 1 所示。由图 1 可见,本文构建的新型 K-N 互卷积窗函数旁瓣特性最佳,主瓣宽度最窄,窗函数性能得到有效提升。

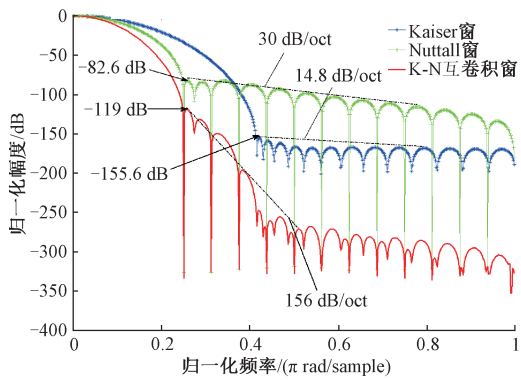

图 1 窗函数的归一化对数频谱

Fig.1 Normalized logarithmic spectrum of window functions

2.2 三谱线插值修正算法

用窗函数 $w_{K\text{-}N}(n)$ 对电压闪变包络分量 $v(n)$ 进行加权处理可得:

$$y(n)=v(n)w_{K\text{-}N}(n) \tag{15}$$

对 $y(n)$ 进行离散傅里叶变换可得:

$$Y(k\Delta f)=\sum_{i=1}^{s}\frac{m_i}{2j}e^{j\theta_0}W_{K\text{-}N}(2\pi(k\Delta f-f_0)/f_s) \tag{16}$$

式中:$\Delta f=f_s/N$。由于非同步采样时存在栅栏效应,信号的实际峰值频点 $k_i\Delta f$ 很难恰好和抽样频点重合,即 k_i 通常为非整数,导致难以获得闪变包络信号的准确信息,因此,为

提高 FFT 的计算准确度,本文采用三谱线插值算法改进 FFT,推导基于新型 K-N 互卷积窗的三谱线插值修正式。

设闪变包络信号的实际峰值频点 k_i 附近的峰值谱线为 k_j,其左边相邻谱线为 k_{j-1},右边相邻谱线为 k_{j+1},记 $\varepsilon=k_i-k_j$,有 $-0.5<\varepsilon<0.5$,三根谱线对应的幅值为 $x_{j-1}=|Y(k_{j-1}\Delta f)|$,$x_j=|Y(k_j\Delta f)|$,$x_{j+1}=|Y(k_{j+1}\Delta f)|$,记:

$$\gamma=\frac{x_{j+1}-x_{j-1}}{x_j} \tag{17}$$

$$m_i=\frac{2(x_{j-1}+2x_j+x_{j+1})}{\left|W_{K-N}\left(\frac{2\pi(-\varepsilon-1)}{N}\right)\right|+2\left|W_{K-N}\left(\frac{2\pi(-\varepsilon)}{N}\right)\right|+\left|W_{K-N}\left(\frac{2\pi(-\varepsilon+1)}{N}\right)\right|}=(x_{j-1}+2x_j+x_{j+1})N^{-1}g(\varepsilon) \tag{20}$$

同样采用多项式逼近求得 $g(\varepsilon)$,通过曲线拟合求出基于新型 K-N 互卷积窗三谱线插值修正式中的参数 ε 和 $g(\varepsilon)$ 的逼近式分别为:

$$\varepsilon=1.891\,289\,74\gamma-0.129\,957\,28\gamma^3+0.018\,823\,93\gamma^5-0.003\,354\,39\gamma^7 \tag{21}$$

$$g(\varepsilon)=2.400\,759\,15+0.318\,272\,23\varepsilon^2+0.021\,840\,51\varepsilon^4+0.001\,053\,47\varepsilon^6 \tag{22}$$

3　仿真分析

3.1　单频闪变包络调制

为检验本文算法的准确性和可行性,首先采用闪变包络信号中仅含有单个调制频率分量时的情况进行仿真和分析。设工频载波电压 U_0 的幅值为 $220\sqrt{2}$ V,工频 f_0 为 50 Hz,调幅波电压幅值 m_i 的变化范围为 0~0.1 pu(pu 表示标称值),调幅波电压频率 f_i 的变化范围为 0.5~35 Hz,仿真时采样频率 f_s 为 400 Hz,采样点数 N=4 096,设基于本文提出算法测得的闪变包络幅值和频率分别为 m_c 和 f_c,则幅值相对误差计算式为:

$$e_m=\frac{m_c-m_i}{m_i}\times 100\% \tag{23}$$

同理,频率相对误差计算式为:

$$e_f=\frac{f_c-f_i}{f_i}\times 100\% \tag{24}$$

在调幅波电压的幅值和频率变化时,基于本文算法得到的闪变参数测量相对误差如图 2 所示。

由图 2 可见,闪变参数测量的相对误差在 10^{-7}% 以内,由此可知本文算法在闪变包络信号中仅含单个调制频率分量时的测量准确度较高。

3.2　多频闪变包络调制

电网的实际运行过程中,闪变包络信号可能含有多个调制频率分量。为了验证本文算法在多调制频率下的闪变参数检测准确性,设置电压闪变信号为 3 个调制频率信号的叠加,其具体参数和测量结果如表 1 所示。

将参数 ε 代入式(17),可得:

$$\gamma=\frac{|W_{K-N}(1-\varepsilon)|-|W_{K-N}(-1-\varepsilon)|}{W_{K-N}(-\varepsilon)|} \tag{18}$$

记 $\gamma=h(\varepsilon)$,其反函数为 $\varepsilon=h^{-1}(\gamma)$,可通过多项式拟合逼近的方法求得参数 ε,由此可得频率修正式为:

$$f_i=(k_j+\varepsilon)\Delta f \tag{19}$$

通过对 x_{j-1}、x_j 和 x_{j+1} 这 3 根谱线幅值进行加权设置可得幅值 m_i 的修正式为:

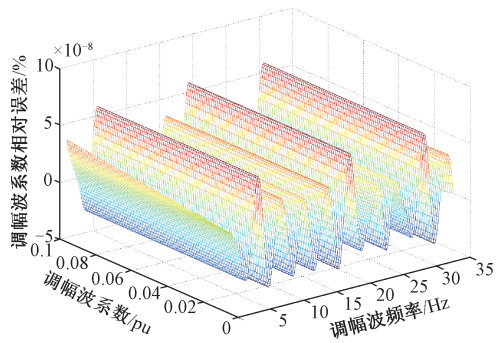

图 2　单一调制频率下的测量误差

Fig.2　Measurement errors under single modulation frequency

表 1　多调制频率下的闪变参数测量误差

Table 1　Measurement errors of flicker parameter under multi-modulation frequencies

闪变幅值/%	闪变频率/Hz	幅值相对误差 e_m/%	频率相对误差 e_f/%
0.1	20	3.490×10^{-8}	-4.441×10^{-12}
0.07	14	-3.658×10^{-8}	-1.034×10^{-11}
0.03	4	-2.782×10^{-8}	2.123×10^{-11}

由表 1 可知,采用本文算法测得的闪变幅值相对误差在 10^{-7}% 以内,闪变频率相对误差在 10^{-10}% 以内,可见本文算法在多调制频率下的闪变参数检测准确性。

3.3　电网频率波动的影响

电网频率在实际运行过程中易受负荷变化的影响而发生偏离,导致频谱泄露量发生变化,引起信号间发生相互干扰。为验证本文算法在电网频率发生偏离情况下的有效性,设置电网工频 f_0 的变化范围为 49.5~50.5 Hz,调幅波电压的幅值 m_i=0.1 pu,其他仿真参数设置同 3.1 节,测量结果如图 3 所示。

由图 3 可见,除极个别点受电网频率波动影响较大以外(相对误差达到 1%),闪变参数测量的相对误差均低于 0.1%,因此,本文算法在电网频率发生波动的情况

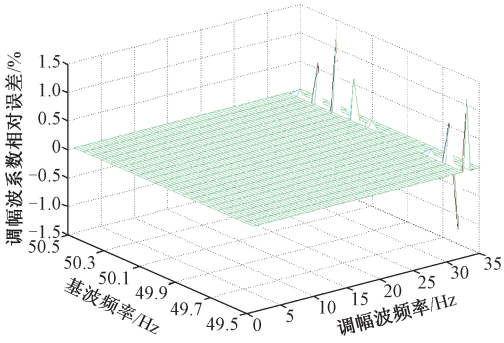

图 3 电网频率偏移时的测量误差

Fig.3 Measurement errors under power grid frequency deviation

下可有效实现闪变参数的准确测量。

3.4 谐波和间谐波干扰的影响

复杂电网环境中冲击性负荷造成闪变的同时,也给电网注入了大量谐波、间谐波成分。因此,为了分析叠加谐波对本文算法测量结果的影响,设置以下 4 种情况进行仿真实验:1)无谐波;2)叠加 3 次和 5 次谐波(U_3=10%、U_5=8%);3)叠加 186 Hz 间谐波(U_{ih}=2%);4)叠加 3 次和 5 次谐波(U_3=10%、U_5=8%),同时叠加186 Hz间谐波(U_{ih}=2%)。调幅波电压的幅值 m_i 为 0.1 pu,其他仿真参数设置同 3.1 节,测量结果如图 4(a)~(d)所示。

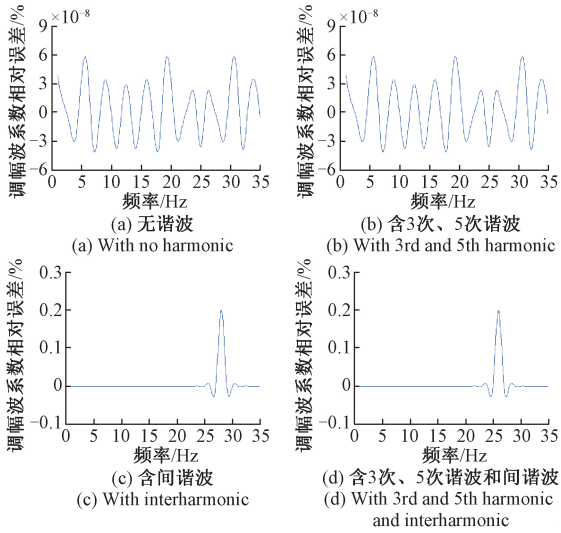

图 4 谐波干扰下的测量误差

Fig.4 Measurement errors under the harmonics interference

由图 4 的误差结果可见,本文算法可有效排除各谐波的影响,对于含有间谐波干扰的电压信号,除极个别频率受影响较大外,闪变参数测量的相对误差均不超过 10^{-6}%因此,本文算法在谐波和间谐波干扰存在时仍有较高的准确度。

3.5 噪声干扰的影响

噪声干扰存在时会影响电压闪变参数检测的准确性。为了分析本文算法的抗噪性能,设置白噪声信噪比的变化范围为 20~120 dB,调幅波电压的幅值 m_i=0.1 pu,其他仿真参数的设置同 3.1 节,闪变参数测量相对误差如图 5 所示。

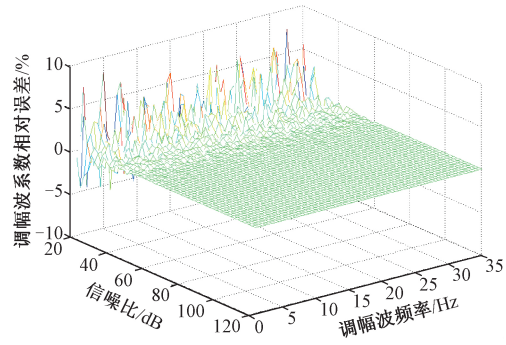

图 5 含噪声时的测量误差

Fig.5 Measurement errors with noises interference

由图 5 可见,对于不同的闪变调制频率,当信噪比 $SNR \leqslant 35$ dB 时,闪变参数测量相对误差结果约在 5% 左右,当信噪比 $SNR>35$ dB 时,闪变参数测量相对误差在 2% 以内,因此,本文算法在白噪声干扰存在时仍有较高的准确度。

3.6 与常用算法比较

为了比较不同闪变参数检测方法,选取基于传统采用数字滤波器的平方检测法、S 变换方法以及本文提出的改进平方检测新型 K-N 互卷积窗的闪变参数检测算法进行仿真比较,参考 IEC 标准给出视感度 S=1 觉察单位的电压波动参数进行设置,得出闪变参数测量的相对误差如图 6 所示。

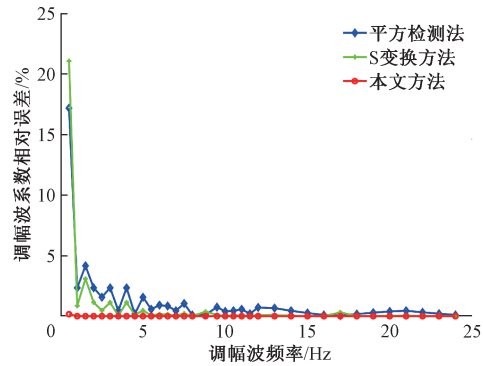

图 6 3 种检测方法测量结果对比

Fig.6 Comparison of measurement results of three detection methods

由图 6 可见,基于本文算法得到的相对误差结果远低于传统采用数字滤波器的平方检测法和 S 变换方法,在低频段尤为明显,且 S 变换作为时频分析方法存在计算量大而实时性差的问题,因此,基于本文提出的改进平方检测和新型 K-N 互卷积窗的电压闪变参数检测方法具有更高的检测精度。

4　实验验证

为实际验证本文提出的改进平方检测和新型 K-N 互卷积窗的闪变参数检测的有效性,搭建基于虚拟仪器的闪变参数检测试验平台,试验平台由 Agilent 33500B 函数发生器、Agilent DSO-X 2012A 示波器、PXIe-1071 机箱、PXIe-8840 PXI 控制器、NI PXIe-6341 数据采集卡和 LabVIEW 上位机平台组成,其中,PXIe-8840 PXI 控制器主频为 2.6 GHz 四核处理器,运算能力强,可通过 USB 接口外接显示器、键盘、鼠标等外设,NI PXIe-6341 数据采集卡具有 24 通道和 16 bit ADC 分辨率,最大采样率为 500 kS/s,输入电压可达±10 V。闪变参数检测试验平台实物如图 7 所示。

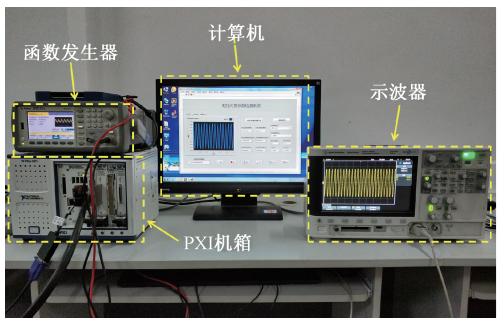

图 7　闪变参数检测试验平台

Fig.7　The test platform of flicker parameter detection

闪变信号根据式(1)所示的电压闪变模型设定各参数,并由 MATLAB 生成导入波形发生器产生,通过示波器监测显示实测电压波形,信号经数据采集卡采集,通过 NI-DAQmx 对通道数目、采样速率和输入范围等参数进行设置传输至上位机,由上位机软件 LabVIEW 基于本文提出方法编程实现闪变参数检测与计算、数据波形的实时显示等功能。考虑数据采集卡最高输入电压为±10 V,实测实验设定基波电压 $U_0=5$ V,工频 $f_0=50$ Hz,采样频率 $f_s=400$ Hz,采样点数 $N=4\ 096$,选取 IEC 标准给出视感度 $S=1$ 觉察单位的电压波动参数进行检测,实际测量结果如表 2 所示。

由表 2 可知,本文提出的基于改进平方检测法和新型 K-N 互卷积窗的电压闪变参数检测方法实际测量相对误差远低于平方检测法和 S 变换方法,均在 1% 以内。测量结果表明,基于本文提出算法研制的闪变参数检测平台实际测量结果均具有较高的准确度。

表 2　闪变参数实际测量结果

Table 2　The actual measurement results of flicker

闪变频率/Hz	电压波动/%	幅值相对误差 e_m/%		
		本文方法	平方检测法	S 变换方法
1	1.397	0.289	−2.590	1.978
2	0.879	0.262	−2.344	1.131
4	0.497	−0.099	2.539	−1.256
6	0.325	0.366	1.911	0.982
8	0.256	0.274	1.668	0.925
8.8	0.250	0.277	1.410	1.109
10	0.261	0.362	−4.649	1.881
13	0.351	−0.164	1.661	1.107
16	0.486	−0.151	2.883	0.888
19	0.646	0.163	−1.288	1.646
21	0.764	0.234	1.446	2.003
24	0.964	0.161	1.097	1.827

5　结　　论

本文提出了基于改进平方检测和新型 K-N 互卷积窗三谱线插值 FFT 的电压闪变参数检测方法,仿真与实测结果表明:通过解析模式分解改进了平方检测法的滤波过程,闪变包络提取实现简单且准确度高;新型 K-N 互卷积窗频谱特性好,三谱线插值 FFT 修正算法精度高;本文方法在单频率调制和多频率调制下均能有效实现闪变参数的准确检测与分析,并可有效克服电网频率变动、叠加谐波和噪声的干扰。本文提出的算法改进了 IEC 标准推荐的平方检测法数字化实现过程,相比常用方法,检测准确度高,抗干扰性强,为闪变参数的检测与分析提供了一种新的解决方案。

参考文献

[1] AMMAR M, JOÓS G. Impact of distributed wind generators reactive power behavior on flicker severity [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(2): 425-433.

[2] CHANG G W, LIU Y J, DINAVAHI V, et al. On real-time simulation for harmonic and flicker assessment of an industrial system with bulk nonlinear loads [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9):

2998-3009.

[3] 同向前, 余健明. 电网电压中波动信号检出方法的研究[J]. 仪器仪表学报, 1998, 19(3): 234-238.
TONG X Q, YU J M. Study on the detection of voltage fluctuation in supply voltage [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, l998, 19(3): 234-238.

[4] 滕召胜, 罗志坤, 高云鹏, 等. 基于虚拟仪器的平方检测法电压闪变测量实现[J]. 仪器仪表学报, 2011, 32(8): 1803-1809.
TENG ZH SH, LUO ZH K, GAO Y P, et al. Implementation of voltage flicker measurement with square-detection method based on virtual instrument [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2011, 32(8): 1083-1089.

[5] 吴聪, 高云鹏, 张韵琦, 等. 基于改进能量算子和 K-RV 互卷积窗的闪变参数检测[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(4): 69-76.
WU C, GAO Y P, ZHANG Y Q, et al. Flicker parameter detection based on improved energy operator and K-RV mutual convolution window [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(4): 69-76.

[6] ALKANDARI A M, SOLIMAN S A. Measurement of a power system nominal voltage, frequency and voltage flicker parameters [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2009, 31(7-8): 295-301.

[7] 张萍, 余健明, 魏磊. 用瞬时无功功率理论求电压闪变参数[J]. 高电压技术, 2007, 23(4): 134-137.
ZHANG P, YU J M, WEI L. New method for estimating parameters of voltage flicker based on instantaneous reactive power theory [J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(4): 134-137.

[8] CHANG G W, CHEN Y Y, LIN Y L. A synchrosqueezing transform-based hybrid method for voltage fluctuations assessment [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(5): 2541-2550.

[9] 李兰芳, 马明, 盛超, 等. 基于旋转因子变换插值的电压闪变检测算法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 178-185.
LI L F, MA M, SHENG CH, et al. The voltage flicker detection algorithm based on rotation factor transforming interpolation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 178-185.

[10] 马玉龙, 刘连光, 张建华, 等. IEC 闪变测量原理的数字化实现方法[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(11): 92-95.
MA Y L, LIU L G, ZHANG J H, et al. Research of digital flicker meter method based on IEC standard [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2001, 21(11): 92-95.

[11] 吴炜, 陈劲操. 基于 MATLAB 的数字式 IEC 闪变仪分析研究[J]. 电测与仪表, 2009, 46(4): 50-52,62.
WU W, CHEN J C. The analysis and research of the IEC digital flickermeter based on MATLAB [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2009, 46(4): 50-52,62.

[12] 贺建闽, 黄治清, 李群湛. 闪变仪研制及其在电气化铁道的应用[J]. 西南交通大学学报, 2004, 39(2): 217-221.
HE J M, HUANG ZH Q, LI Q ZH. Development of flickermeter and Application in electrified railways [J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2004, 39(2): 217-221.

[13] 贾秀芳, 赵成勇, 胥国毅, 等. IEC 闪变仪误差分析及改进设计[J]. 电工技术学报, 2006, 21(11): 121-126.
JIA X F, ZHAO CH Y, XU G Y, et al. Error analyzing of IEC flickermeter and its improving design [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(11): 121-126.

[14] KARABOGA N. A new design method based on artificial bee colony algorithm for digital IIR filters [J]. Journal of the Franklin Institute, 2009, 346(4): 328-348.

[15] CHEN G D, WANG Z C. A signal decomposition theorem with Hilbert transform and its application to narrowband time series with closely spaced frequency components [J]. Mechanical Systems & Signal Processing, 2012, 28(2): 258-279.

[16] FELDMAN M. A signal decomposition or lowpass filtering with Hilbert transform [J]. Mechanical Systems & Signal Processing, 2011, 25(8): 3205-3208.

[17] 徐从裕, 胡宗久, 杨雅茹, 等. 基于 FFT 及 IFFT 的超声波相位差检测方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(5): 180-186.
XU C Y, HU Z J, YANG Y R, et al. Method of

ultrasonic phase difference detection based on FFT and IFFT [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(5): 180-186.

[18] TOIVONEN L, MORSKY J. Digital multirate algorithms for measurement of voltage, current, power and flicker [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1995, 10(1): 116-126.

[19] 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): 67-75.
GAO Y P, LI F, CHEN J, 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): 67-75.

[20] 王旭, 孟克其劳, 张占强, 等. 基于 FFT 和 HHT 的 Kaiser 窗校正的风力发电机组电压闪变测量 [J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(5): 802-808.
WANG X, MENGKE Q L, ZHANG ZH Q, et al. Voltage flicker measurement of wind turbines using Kaiser window correction based on FFT and HHT [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(5): 802-808.

作者简介

张民谣,于 2017 在江苏大学获得学士学位,现为湖南大学硕士研究生,主要研究方向为电能质量分析、智能信息处理。
E-mail: zhangmy@hnu.edu.cn

Zhang Minyao received his B. Sc. degree from Jiangsu University in 2017. He is currently pursuing his M. Sc. degree at Hunan University. His main research interests include power quality analysis and intelligent information processing.

高云鹏(通信作者),分别于 2004 和 2009 年在湖南大学获得硕士和博士学位,现为湖南大学副教授、博士生导师,主要研究方向为电能质量分析、智能信息处理。
E-mail: gfront@126.com

Gao Yunpeng (Corresponding author) received his M. Sc. and Ph. D. degrees both from Hunan University in 2004 and 2009, respectively. He is currently an associate professor and Ph. D. supervisor at Hunan University. His main research interests include power quality analysis and intelligent information processing.