

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.05.021

基于 FFT 和 HHT 的 Kaiser 窗校正的风力发电机组电压闪变测量*

王旭¹ 孟克其劳¹ 张占强¹ 宋丽丽¹ 贾大江² 宋为民³

(1. 内蒙古工业大学信息工程学院 呼和浩特 010080; 2. 上海万德风力发电股份有限公司 上海 200437;
3. 内蒙古农牧业机械试验鉴定站 呼和浩特 010080)

摘要: 由于电压闪变是非平稳信号,根据 IEC 闪变仪规范设计的闪变仪,在实际应用中无法直接进行频谱分析。提出了基于快速傅里叶变换(FFT)和希尔伯特黄变换(HHT)的 Kaiser 窗校正的风力发电机组电压闪变测量方法。分析了 Kaiser 窗的旁瓣特性和 HHT 的原理,通过 Kaiser 窗减少频谱泄露,利用 FFT 进行滤波,最后用 HHT 得到闪变包络。仿真实验结果表明,提出的算法可以测量出闪变发生的时间,并能有效克服单频闪变包络频率变化、多频率成分闪变包络频率变化、电网基波频率波动、谐波、间谐波及白噪声对检测结果的影响,其测量结果不仅稳定而且误差较小,还可以得到闪变发生的起止时间。实验进一步证明了该算法的有效性。

关键词: 风力发电机组;电压闪变;快速傅里叶变换;Kaiser 窗;希尔伯特黄变换

中图分类号: TN98;TM933.4 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510·4010

Voltage flicker measurement of wind turbines using Kaiser window correction based on FFT and HHT

Wang Xu¹ Mengke Qilao¹ Zhang Zhanqiang¹ Song Lili¹ Jia Dajiang² Song Weimin³

(1. College of Information Engineering, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010080, China;

2. Shanghai Wind Power Stock Co. Ltd., Shanghai 200437, China;

3. Inner Mongolia Autonomous Region Agricultural and Animal Husbandry Machinery Testing Station, Hohhot 010080, China)

Abstract: Because voltage flicker is a non-stationary waveform, the flickermeter designed by the IEC is inefficient to direct spectral analysis when implementing a flickermeter in the real word. To overcome this difficulty, the voltage flicker measurement of wind turbines algorithm using Kaiser window correction based on FFT and HHT is proposed and established. Sidelobe characteristics of Kaiser window and the principle of Hilbert Huang transform are analyzed in this paper. In order to decrease the spectrum leakage and eliminate the high frequency, the envelope parameters of voltage flicker waveform are extracted by the Hilbert Huang transform based on Kaiser window and FFT. The simulation results show that the occurrence time of flicker is obtained and the influence of voltage flicker evaluation which are caused by the frequency of voltage flicker waveform, multi-frequency of voltage flicker waveform, the fundamental grid frequency fluctuations, harmonics, inter-harmonics and white noise are all restrained by using the proposed methodology. This methodology can obtain precise and steady outcome and occurrence time of flicker. The experimental results show that the proposed strategy is efficient.

Keywords: wind turbines; voltage flicker; FFT transform; Kaiser window; Hilbert-Huang transform

1 引言

化^[1]。由于风速的不稳定性和塔影效应,风力发电机组会引起电能质量问题,用户因灯光闪变产生不适和抱怨,使电压闪变成为电能质量的一个重要参数^[2-3]。

供电电压会随着负载以及风力发电机组运行状况变

自国际电工委员会(IEC)规定了闪变仪的设计标准

之后^[4], 世界各国的研究人员进行了许多关于闪变仪的研究。文献[5]研究了模拟闪变仪转换成数字闪变仪的方法。IEC 规定的闪变仪标准, 其闪变严重程度以白炽灯为标准, 不针对特定的环境, 无法检测出闪变发生的时间。文献[6]分析了闪变仪的频率特性。闪变仪本身和虚拟电网的分辨率决定了风力发电机组闪变的测量精度^[7]。文献[8-9]研究了风力发电机组产生的闪变。近十几年来, IEC 规定的闪变仪在实际应用中测量精度不够高, 越来越多的人开始致力于提高其测量精度^[10-11]。美国克拉克森大学的 Schenne 提出目前 IEC 的闪变仪无法检测由间谐波所导致的闪变, 应该对其进行优化^[12]。

为了解决闪变的不良影响, 文献[13]使用了神经网络的方法来预测闪变。文献[14]提出基于模糊估计的闪变检测方法。闪变是非平稳信号, 文献[15]提出希尔伯特变换与小波结合的闪变检测方法, 小波变换非常适合处理非平稳信号, 但是不易选取合适的母小波。文献[16]提出了基于希尔伯特振动分解的电压闪变检测方法。文献[17]提出了改进能量算子 Nuttall 窗频谱校正的闪变测量方法。但是这些方法实现复杂、计算量过大, 往往无法检测出闪变发生的起止时间。

为了提高闪变检测的精度、检测出闪变发生时间、计

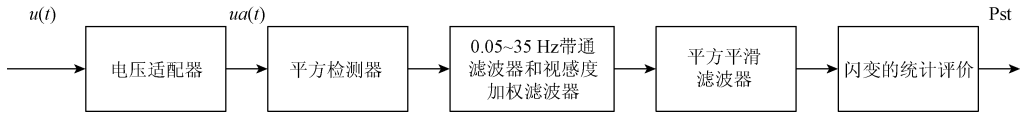


图1 IEC 闪变仪框图

Fig. 1 Block diagram of IEC flickermeter

2.2 电压闪变数学模型

为了精确解调出电压闪变成分, 通常将电压闪变看做幅度调制信号, 其数学表达式为:

$$u(t) = A_0 \left[1 + \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \right] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) = [A_0 + A_0 v(t)] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

式中: A_0 是工频载波的幅度, f_0 是工频载波的频率, φ_0 是工频载波的初相角, m_i 是第 i 项闪变包络的调制度, f_i 和 ϕ_i 分别是第 i 项闪变包络的频率和初相角。 $A_0 v(t) = A_0 \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i)$ 表示闪变包络。

2.3 闪变包络的提取

对闪变电压 $u(t)$ 进行平方, 输出为:

$$u^2(t) = \left(\frac{A_0^2 + A_0^2 \cos(2\pi(2f_0)t + \varphi_0)}{2} \right) \times$$

$$\left[1 + \sum_{i=1}^N m_i^2 \cos^2(2\pi f_i t + \phi_i) + 2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=i+1}^N m_i m_j \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \cos(2\pi f_j t + \phi_j) + \right.$$

算出复杂情况下的闪变严重程度, 本文在希尔伯特变换 (HHT) ^[18-19] 的基础上, 提出了基于快速傅里叶变换 (FFT) 和 HHT 的 Kaiser 窗校正的风力发电机组电压闪变测量方法, 并分别对单一频率电压闪变、单一频率部分时间电压闪变、多频率部分时间电压闪变、谐波和间谐波影响下的闪变、白噪声干扰及电网基波频率变动下的闪变进行仿真, 同时对提出的方法进行验证。

2 电压闪变包络

2.1 IEC 规定的闪变仪

图1所示为 IEC 61000-4-15 所规定的闪变仪框图^[4]。为了使闪变测量与输入信号大小无关, 输入信号 $u(t)$ 被缩放至适合闪变仪输入的额定范围; 第2部分是对灯的模拟, $ua(t)$ 通过平方解调器进行平方解调; 第3部分是滤波器组, 包含一个 0.05 ~ 35 Hz 的带通滤波器和一个加权滤波器, 其传递函数在标准中已给出^[4], 这个环节模拟灯-眼的作用, 输出的信号为被解调之后加权的电压波动; 第4部分是对眼-脑模型的模拟。由模拟眼-脑非线性响应的平方器和模拟人脑暂态效应的低通平滑滤波器组成。这一部分输出即为瞬时闪变视感度。

$$2 \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i)] = \frac{A_0^2}{2} + A_0^2 \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) + A_0^2 \cos(2\pi(2f_0)t + \varphi_0) \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) + \left(\frac{A_0^2}{2} + \frac{A_0^2}{2} \cos(2\pi(2f_0)t + \varphi_0) \right) \times \sum_{i=1}^N m_i^2 \cos^2(2\pi f_i t + \phi_i) + \frac{A_0^2}{2} \times \cos(2\pi(2f_0)t + \varphi_0) + \left(A_0^2 + \frac{A_0^2}{2} \cos(2\pi(2f_0)t + \varphi_0) \right) \sum_{i=1}^N \sum_{j=i+1}^N m_i m_j \times \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \quad (2)$$

在式(2)中因为 $m_i \ll 1$, 所以式(2)中包含 m_i^2 或者 $m_i m_j$ 的项非常小, 可以忽略。因此 $u^2(t)$ 约为:

$$u^2(t) \approx \frac{A_0^2}{2} + A_0^2 \cos(2\pi(2f_0)t + \varphi_0) \times \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) + \frac{A_0^2}{2} \cos(2\pi(2f_0)t + \varphi_0) + A_0^2 \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (3)$$

式中: $A_0^2 \sum_{i=1}^N m_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i)$ 是闪变包络, $\frac{A_0^2}{2}$ 是直流, 另外两项是高频分量。

IEC 推荐的方法是使用一组模拟滤波器滤除直流分量和高频分量, 得到闪变包络, 具有相当高的精度, 但是使用模拟滤波器会影响闪变检测的精度。首先, 当闪变包络的频率接近工频 (50 Hz) 时即 $f_0 \approx f_i$ 时, 低通滤波器可能会把 f_i 滤除, 导致闪变仪精度降低; 其次, 模拟滤波器无法完全滤除谐波、间谐波, 不能保证闪变仪精度; 最后, 闪变电压是非平稳信号, IEC 推荐的方法无法测出闪变发生的起止时间和闪变包络的实际幅度、频率。

为了解决这些问题, 首先对闪变电压 $u(t)$ 平方, 其次使用 Kaiser 窗对其截断以减少频谱能量泄露。Kaiser 窗由一组可调的零阶贝塞尔函数构成, 其主瓣能量与旁瓣能量之比几乎最大, 主瓣与旁瓣高度之比可调, 其时域表达式为^[20]:

$$w(n) = \frac{I_0\left[\beta \sqrt{1 - \left(\frac{n}{N/2}\right)^2}\right]}{I_0(\beta)} \quad 0 \leq |n| \leq N/2 \quad (4)$$

式中: $I_0(\beta)$ 是第一类零阶贝塞尔函数, β 是窗函数的形状参数。 β 越大, 旁瓣衰减越快。

使用 Kaiser 窗对 $u^2(t)$ 进行截断如下式:

$$z(t) = u^2(t)w(t) \quad (5)$$

对 Kaiser 窗截断后的信号 $z(t)$ 进行傅里叶变换, 得到其频谱 $F(\omega)$ 。

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)e^{-j\omega t} dt \quad (6)$$

在频率域去掉 $F(\omega)$ 的高频分量, (即去掉 >35 Hz 的频率成分) 得到 $F_1(\omega)$ 。对 $F_1(\omega)$ 求傅里叶逆变换得到只包含直流和低频闪变包络的信号 $z_1(t)$:

$$z_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_1(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (7)$$

式中: $z_1(t)$ 仅包含直流分量和闪变包络。对 $z_1(t)$ 进行 HHT 变换, 得到闪变包络、闪变频率、闪变的起止时间。

2.4 HHT

HHT 变换包含经验模态分解 (EMD) 和希尔伯特频谱分析两部分^[18-19]。对信号进行 EMD 得到一系列固有模态函数 (IMF), 然后对每个 IMF 进行希尔伯特谱分析实现 HHT 变换。

进行 EMD 的信号需要满足两个条件: 1) 输入信号的极值点的数量和过零点的数量不能相差两个或两个以上; 2) 信号的上下包络线必须关于时间轴局部对称, 保证频谱分析的结果不会因波形不对称产生虚假频率成分。

2.4.1 经验模态分解

EMD 通过减去过零点波动的方法筛分出频率最高的成分。依照此方法, IMF 根据频率从高到低依次排列。每个 IMF 代表了信号包含的一个波动。EMD 过程如下:

1) 找到信号 $x(t)$ 的极值点, 使用三次样条差值的方法得到信号的上包络 $v_1(t)$ 和下包络 $v(t)$ 。

2) 均值包络 $m(t)$ 可以按照式 (8) 得到。

$$m(t) = [v_1(t) + v(t)]/2 \quad (8)$$

3) 由式 (9) 得到 $h_1(t)$ 。

$$h_1(t) = x(t) - m(t) \quad (9)$$

4) 如果由式 (9) 得到的 $h_1(t)$ 不满足 IMF 的条件, 则将 $h_1(t)$ 作为新的 $x(t)$, 重复 1) ~ 3) 步, 直到 $h(t)$ 满足 IMF 条件时, 迭代停止。此时得到的一个 IMF 记为 $c_1(t)$ 。均值包络 $m(t)$ 和减去均值包络之后的信号 $h(t)$ 继续按照式 (10) 迭代。

$$m_{k-1}(t) = [v_{1k-1}(t) + v_{k-1}(t)]/2, \quad h_k(t) = x_{k-1}(t) - m_{k-1}(t) \quad (10)$$

5) 由式 (11) 可以得到第一个 IMF 分量 $c_1(t)$, $r_1(t)$ 为残余信号。

$$c_1(t) = h_k(t), \quad r_1(t) = x(t) - c_1(t) \quad (11)$$

6) 已经计算出了 $x(t)$ 中的最高频率分量, 按照式 (12) 继续迭代可以得到几乎不含任何频率成分的 $r_n(t)$ 。

$$r_2(t) = r_1(t) - c_2(t), r_3(t) = r_2(t) - c_3(t), \dots, \quad r_n(t) = r_{n-1}(t) - c_n(t). \quad (12)$$

原始信号 $x(t)$ 可由式 (13) 重构。

$$x(t) = r_n(t) + \sum_{j=1}^n c_j(t) \quad (13)$$

由 EMD 得到的一系列 IMF, 通过 Hilbert 变换可以得到其频率信息和幅度信息。

2.4.2 HT

对每个 IMF 做 HT 变换可得:

$$y_j(t) = \frac{1}{\pi} P \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{C_j(t)}{t - \tau} d\tau \right\} \quad (14)$$

式中: P 为柯西主值。相应的复数解析函数为:

$$z_j(t) = c_j(t) + iy_j(t) = a_j(t)e^{i\theta_j(t)} \quad (15)$$

由式 (15) 可得:

$$a_j(t) = \sqrt{c_j^2(t) + y_j^2(t)}, \quad \theta_j(t) = \tan^{-1} \left(\frac{y_j(t)}{c_j(t)} \right), \quad \omega_j(t) = \frac{d\theta_j(t)}{dt} \quad (16)$$

其中 $a_j(t)$ 是瞬时幅度, $\theta_j(t)$ 是瞬时相位, $\omega_j(t)$ 是瞬时频率。总体算法流程如图 2 所示。

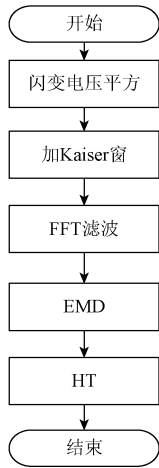


图2 总体算法流程

Fig.2 Flow chart of algorithm

3 闪变严重程度计算

EMD 得到的闪变包络 IMF 经过加权滤波器和平方平滑滤波器得到瞬时闪变视感度 $S(t)$ [4]。加权滤波器和平方平滑滤波器的传递函数 IEC 已给出。

对瞬时视感度 $S(t)$ 进行等间隔采样,并将其分为 6 400 级。对采样得到的数据进行统计分析求出概率分布直方图,再由直方图得到累积概率函数(CPF)。根据 CPF 作出统计评定。IEC 采用 5 个规定值计算短时闪变的统计值 P_{st} 即短时闪变严重程度,如下式:

$$P_{st} = \sqrt{0.0314P_{0.1} + 0.0525P_1 + 0.0657P_3 + 0.28P_{10} + 0.08P_{50}} \quad (17)$$

式中: $P_{0.1}$ 、 P_1 、 P_3 、 P_{10} 、 P_{50} 分别为 10 min 内超过 0.1%、1%、3%、10%、50% 时间的觉察单位值。

4 仿真验证

根据标准 IEC61000-4-15 设置闪变电压参数,取抽样率 2 000 Hz,在 MATLAB 环境中进行仿真。

4.1 单一频率电压闪变

依据式(18)设置调幅波,对所提出的算法在只含有一个闪变频率时的短时闪变严重程度进行仿真和检验。其中基波电压幅值 $A_0 = 230\sqrt{2}$,基波电压和闪变信号的初相角均为 0, m_i 为闪变电压调制度,与闪变电压频率 f_i 一一对应。基于本文方法得到的不同频率下不同调制度 m_i 对应的短时闪变严重程度 P_{st} 的相对误差分布如图 3 所示。

$$u(t) = A_0[1 + m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i)] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (18)$$

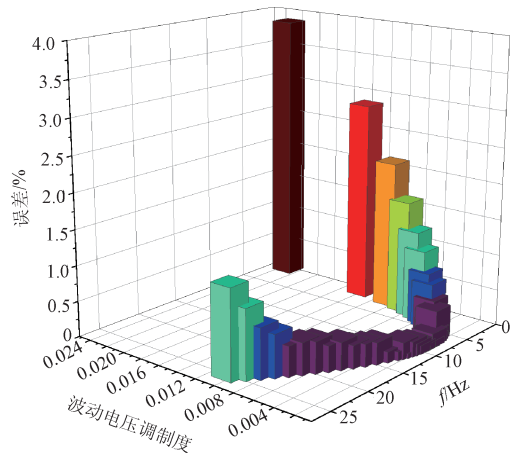


图3 不同调制频率下的相对误差

Fig.3 Relative error under different modulation frequency

由图 3 可知,当频率在 8.8 Hz 附近时,基于本文提出的测量算法得到的短时闪变严重程度误差在 0.1% 以下,在低频时误差大于 1% 小于 4%,高频时的误差在 1% 左右。因此本文提出的方法可以准确地实现单一调制频率变化情况下闪变严重程度的测量。

4.2 单一频率部分时间电压闪变

了解闪变发生时间对研究闪变非常重要。对部分时间含有单频闪变包络的闪变电压进行仿真,检验其短时闪变严重程度,闪变电压设置如下式:

$$u(t) = A_0[1 + g(t)m_i \cos(2\pi f_i t + \phi_i)] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0),$$

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 8 \leq t \leq 14 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

式中:基波电压幅值 $A_0 = 230\sqrt{2}$,基波电压和闪变信号的初相角均为 0, m_i 为闪变电压调制度,与闪变电压频率 f_i 一一对应。基于本文方法得到的不同频率下不同调幅波系数 m_i 对应的短时闪变严重程度 P_{st} 的相对误差分布如图 4 所示。图 5 为仿真所得的单一频率部分时间闪变时频图。

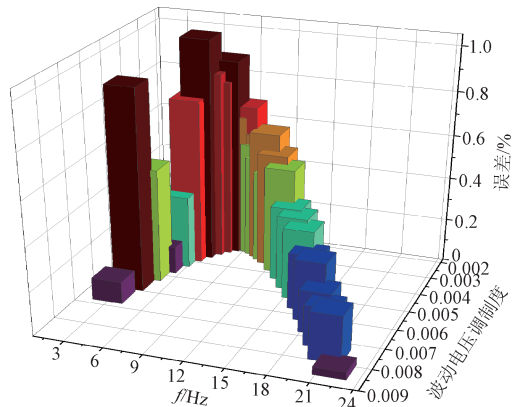


图4 不同调制频率下的相对误差

Fig.4 Relative error under different modulation frequency

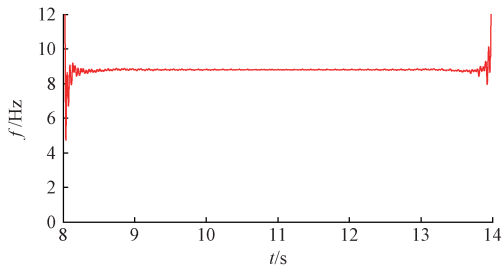


图 5 单一频率部分时间闪变时频

Fig. 5 Time frequency diagram of single frequency and part time flicker

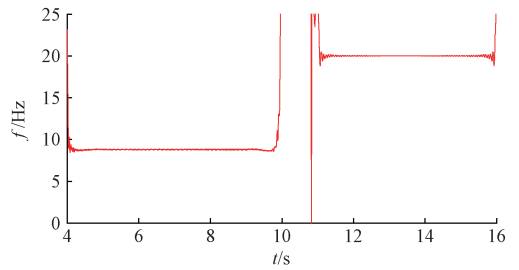


图 7 多频率部分时间闪变时频

Fig. 7 Time frequency diagram of multi-frequency and part time flicker

由图 4 可知,闪变频率在 0 ~ 25 Hz 波动时, P_{st} 的相对误差均小于 1%, 频率越高, 相对误差越小。由图 5 可知, 闪变发生的开始时间是 8 s, 闪变截止时间是 14 s, 闪变频率为 8.8 Hz。因此本文提出的方法可以准确地实现单一调制频率变化情况下短时闪变严重程度的测量, 并测量出闪变发生的起止时间。

4.3 多频率部分时间电压闪变

为了验证多频率闪变信号调制而成的复杂闪变包络时, 测量得到短时闪变严重程度的准确性, 及闪变发生的起止时间。依据式 (20) 设置调幅波进行仿真。

$$u(t) = A_0 \left[\frac{1 + g(t)m_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)}{k(t)m_2 \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)} + \right] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (20)$$

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 4 \leq t \leq 10 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad k(t) = \begin{cases} 1, & 11 \leq t \leq 16 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

式中: 初相角 $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2$ 均为 0, f_1 为 8.8 Hz, f_2 为 20 Hz, m_1 为 0.002 5, m_2 为 0.007 04。由此得到的仿真结果如图 6、7 所示。

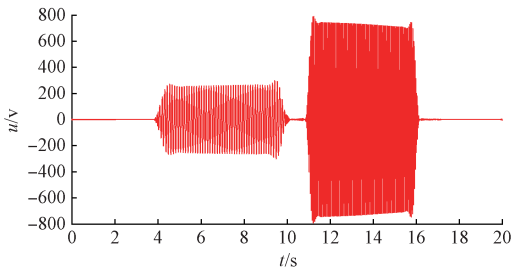


图 6 闪变包络

Fig. 6 Flicker envelope

由图 6、7 可知, 仿真期间一共发生两次闪变。在 4 ~ 10 s 时发生一次 8.8 Hz 的闪变, 在 11 ~ 16 s 时发生 20 Hz 的闪变。短时闪变严重程度为 0.714325, 误差为 0.045553%。因此, 本文提出的算法可以在多频率闪变信号调制而成的复杂闪变包络情况下准确地测量闪变严

重程度, 并测出闪变发生的起止时间。

4.4 谐波、间谐波影响时的闪变

谐波和间谐波会影响信号的波形, 为了检验算法对谐波和间谐波的抗干扰能力, 依据式 (21) 设置调幅波进行仿真。

$$u(t) = A_0 [1 + m \cos(2\pi f t + \varphi_0)] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sum_{i=3,3.75,5} A_i \cos(2\pi i f_0 t + \varphi_0) \quad (21)$$

式中: $A_3 = 16.27, A_{3.75} = 6.5, A_5 = 9.76, \varphi_0 = 0, f_0 = 50 \text{ Hz}, A_0 = 230\sqrt{2}, m = 0.0025, f = 8.8 \text{ Hz}$ 。

图 8 所示为在谐波和间谐波干扰下, 短时闪变严重程度的相对误差。

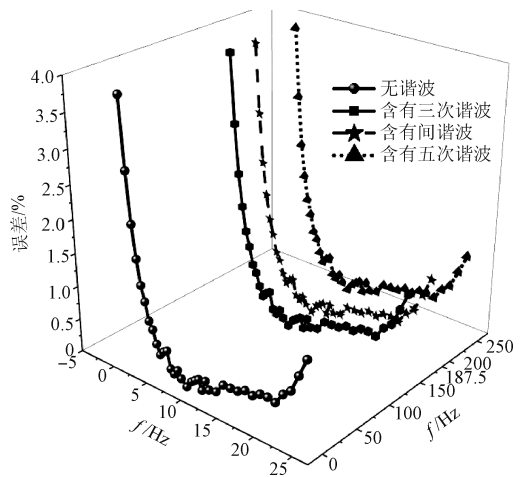


图 8 谐波和间谐波下的测量结果

Fig. 8 Measurement results under the influence of harmonics and inter-harmonics

由图 8 可知, 在不含谐波、含 3 次谐波、含 5 次谐波、含间谐波 4 种情况下, 短时闪变严重程度相对误差完全一样, 闪变频率在 5 Hz 以下时误差比较大, 误差小于 4%, 在 8.8 Hz 附近时相对误差保持在 0.1% 以下, 高频时相对误差保持在 1% 以下。说明本文提出的方法可以抵抗谐波、间谐波的干扰, 实现短时闪变严重程度的准确测量。

4.5 白噪声影响时的闪变

风力发电机组接入电网会受到大量的噪声干扰,为了检验本文提出的算法能否抵抗实际电网中的噪声干扰,在单频 8.8 Hz 闪变的情况下,加入不同强度的白噪声,由此测量出的短时闪变严重程度的相对误差如图 9 所示。

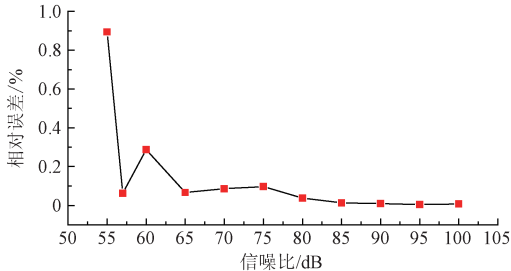


图9 噪声干扰下的相对误差

Fig.9 Relative error under the interference of noise

由图 9 可知,系统中信噪比小于 55 dB 时,短时闪变严重程度误差接近 1%,系统中信噪比大于 65 dB 时,短时闪变严重程度相对误差小于 0.1%。因此本文提出的方法基本不受电网中白噪声的干扰,可准确地对闪变严重程度进行测量。

5 结论

本文提出了基于 FFT 和 HHT 的 Kaiser 窗校正的风力发电机组电压闪变测量算法,实现复杂情况下闪变严重程度的准确计算。结果表明,本文提出的闪变测量方法几乎不受系统频率变动、白噪声、谐波、间谐波的影响,而且可以准确测量出含有多个频率成分的闪变电压的短时闪变严重程度,同时该方法也可以直接对闪变电压进行频谱分析,得到闪变的频率和闪变发生的起止时间。

参考文献

[1] GUTIERREZ J J, AZCARATE I, SAIZ P, et al. An alternative strategy to improve the flicker severity measurement [J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2014, 63(12): 667-673.

[2] FOOLADI M, AKBARI FOROUD A. Recognition and assessment of different factors which affect flicker in wind turbines[J]. *IET Renewable Power Generation*, 2016, 10(2):250-259.

[3] FEOLA L, LANGELLA R, TESTA A. A new frequency approach for light flicker evaluation in electric power systems[J]. *Journal on Advances in Signal Processing*, 2015, 2015(1): 1-12.

[4] Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4: Testing and measurement techniques[S]. Section 15: Flicker-

meter Functional and Design Specifications, IEC Std. 61000-4-15, 2011.

- [5] CHO S H, JANG G, KWON S H, et al. Comparison of analog-to-digital filter conversion methods in a digital flickermeter[J]. *Electrical Engineering*, 2009, 91(3): 125-131.
- [6] MAJCHRZAK J, WICZYNSKI G. Basic characteristics of IEC flickermeter processing [J]. *Modelling & Simulation in Engineering*, 2012(4): 1-9.
- [7] REDONDO K, LAZKANO A, SAIZ P, et al. A strategy for improving the accuracy of flicker emission measurement from wind turbines [J]. *Electric Power Systems Research*, 2016, 133(4): 12-19.
- [8] SCHOENE J, MCDERMOTT T E, SMITH C, et al. Flicker from distributed wind generation[C]. *Power & Energy Society General Meeting 2011*: 1-9.
- [9] AMMAR M, JOOS G. Impact of distributed wind generators reactive power behavior on flicker severity[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013, 28(2): 425-433.
- [10] HALPIN M, CAI R, JAEGER E D, et al. A review of flicker objectives related to complaints, measurements, and analysis techniques[J]. *Plant Cell*, 2009, 14(1): 1-4.
- [11] ARLT D, STARK M, EBERLEIN C. Examples of international flicker requirements in high voltage networks and real world measurements [C]. *International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007: 1-4.
- [12] SCHENNE M L, ZIARANI A K, Ortmeier T H. A novel adaptive flicker measurement technique[J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2011, 33(10): 1686-1694.
- [13] CHANG G W, LU H J, CHUANG C S. An accurate hybrid intelligent approach for forecasting flicker severity caused by electric arc furnaces [J]. *Electric Power Systems Research*, 2015, 121(4): 101-108.
- [14] INAN A, BAKROUN M, HEYDT G T. L_p norm approaches for estimating voltage flicker [J]. *Electric Power Systems Research*, 2010, 80(12): 1506-1510.
- [15] TONG W, YUAN S, LI Z, et al. Detection of voltage flicker based on hilbert transform and wavelet denoising[C]. *International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, 2008: 2286-2289.
- [16] 刘慧, 刘国海, 沈跃. 基于希尔伯特振动分解的电压闪变检测新方法[J]. *仪器仪表学报*, 2009, 30(9): 2001-2006.

LIU H, LIU G, SHEN Y. Novel method for detection of voltage flicker based on Hilbert vibration decomposition[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(9):2001-2006.

[17] 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 Y, 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):745-753.

[18] ÖNAL Y, ECE D G, GEREK Ö N. Hilbert-Huang transform based approach for measurement of voltage flicker magnitude and frequency [J]. Electric Power Components & Systems, 2015, 43(2): 167-176.

[19] ÖNAL Y, GEREK Ö N, ECE D G. Detection of voltage flicker and voltage harmonic using Hilbert Huang transform [C]. Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, IEEE, 2014: 805-810.

[20] 高云鹏, 滕召胜, 卿柏元. 基于 Kaiser 窗双谱线插值 FFT 的谐波分析方法[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(2): 287-292.

GAO Y P, TENG ZH SH, QING B Y. Harmonic

analysis based on Kaiser window double spectrum line interpolation FFT [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31(2):287-292.

作者简介



王旭, 2015 年于沈阳工学院获得学士学位, 现为内蒙古工业大学研究生, 主要研究方向为风力发电机组检测技术。

E-mail:949464505@qq.com

Wang Xu received B. Sc. from Shenyang Institute of Technology in 2015. Now he is a M. Sc. candidate in Inner Mongolia University of Technology. His main research interest includes wind turbines measurement technology.



孟克其劳(通讯作者), 1993 年于辽宁大学获得学士学位, 2003 年于内蒙古大学获得硕士学位, 现为内蒙古工业大学信息工程学院教授, 主要研究方向为风力发电机组控制与检测技术。

E-mail:mengke00@aliyun.com

Mengke Qilao (Corresponding author) received B. Sc. from Liaoning University in 1993 and M. Sc. from Inner Mongolia University in 2003, respectively. Now he is professor in Inner Mongolia University of Technology. His main research interests include wind turbines control and measurement technology.

R&S 高性能示波器集成内置信号发生器助力调试和全自动一致性测试

罗德与施瓦茨公司成为业内首家在高性能示波器产品上提供集成任意波形发生器和码型发生器的厂商。通过内置信号发生器, 所有 R&S RTO2000 和 RTE 系列示波器可以产生两路模拟信号和八路数字码型信号, 使用户利用一台仪器即可实现对复杂电路的激励和测试, 同时支持全自动一致性测试所需的信号激励。

R&S RTO-B6/RTE-B6 任意波形和码型发生器选件提供两路模拟和 8 路数字通道信号产生。用户可以通过一体化的示波器操作界面完成对信号输出的设置和控制。两路模拟通道带宽可达 100 MHz, 可以支持 4 种不同的工作模式: 函数发生器、调制信号发生器、扫频信号发生器以及任意波形发生器。其所具备的 500 MSa/s 工作时钟和 14Bit 分辨率非常适合研发需求, 也可用于差分放大器器件特性测试等应用。

码型发生器可以实现高达八路独立配置的数字信号输出, 码型时钟速率可达 40 MSa/s。可以用来仿真产生时钟和总线信号, 如 SPI。在测试功放建立时间时, 也可利用码型发生器来产生功放参数设置所需的串行总线报文。

用户可以通过示波器的触摸屏来操作内置信号发生器的设置。图形化的菜单清晰地显示了所有波形参数设置。任意波形产生可以直接利用示波器模拟通道的采集数据。例如, 采集的总线报文可以被一键复制到任意波形发生器进行回放。

R&S RTO-B6 信号发生器选件还可用于汽车以太网一致性测试。集成的任意波形发生器可以自动产生一致性测试所需的干扰信号, 简化测试设置和执行。

R&S RTO-B6/RTE-B6 任意波形和码型发生器选件现已上市, 支持 R&S RTO2000 和 RTE 系列示波器。欲了解更多详情, 请访问 www.rohde-schwarz.com/ad/press/