

基于峰值波动的间谐波-闪变曲线制定

陈涵, 刘会金, 李大路, 王建勋

(武汉大学 电气工程学院, 湖北省 武汉市 430072)

Establishment of Interharmonics-Flicker Curve Based on Peak Fluctuations

CHEN Han, LIU Huijin, LI Dalu, WANG Jianxun

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, Hubei Province, China)

ABSTRACT: Recent researches show that the devices that produce the interharmonics are also the major sources of light flicker, and this kind of light flicker plays a dominant role gradually, so it is necessary to establish a rational restrictive standard of interharmonics to suppress the occurrence of light flicker. The wide recognized IEC flickermeter is based on the model of amplitude modulated wave of voltage, so it is not suitable to be used to calculate and evaluate the voltage fluctuation and light flicker due to interharmonics. The reasons causing the error during the calculation of interharmonics-caused light flicker by IEC flickermeter are analyzed, and it is proposed to replace the square demodulation by synchronous demodulation to expand frequency band range of band-pass filter. In actual application, the acquisition of carrier signals and the selection of the orders of Butterworth low-pass filter are discussed, and a new flickermeter model based on synchronous demodulation is built in Matlab/Simulink platform. Simulation results show that the synchronous demodulation-based flickermeter can accurately calculate both voltage fluctuation and light flicker caused by interharmonics, and correct interharmonics-peak fluctuation curve based on peak fluctuation can be established according to the calculation results.

KEY WORDS: interharmonics; voltage fluctuation and flicker; IEC flickermeter; synchronous demodulation; peak fluctuation

摘要: 间谐波源也是引起电压闪变效应的闪变源, 由此产生的电压闪变效应已逐步占据主导地位, 需要制定合理的间谐波限制标准来抑制闪变的发生。国际上广泛认可的 IEC 闪变仪是基于电压调幅波模型, 其并不适用于计算和评估由间谐波造成的电压波动和闪变问题。分析了 IEC 闪变仪在计算间谐波闪变时引起误差的原因, 并提出采用同步解调取代平方解调, 从而扩展带通滤波器的频带范围。在具体应用中, 还讨论了载波信号的获取以及 Butterworth 低通滤波器阶数

的选取问题, 并在 Matlab/Simulink 中建立了新的基于同步解调的闪变仪模型。仿真结果表明, 该闪变仪能够准确计算间谐波引起的电压波动和闪变, 从而能够根据计算结果制定正确的基于峰值波动的间谐波-闪变曲线。

关键词: 间谐波; 电压波动和闪变; IEC 闪变仪; 同步解调; 峰值波动

0 引言

间谐波引起电压闪变的主要原因是间谐波的频率是基频的非整数倍, 导致电压波形的均方根值和峰值发生波动^[1-3]。而波动幅度足够大并且波动频率处于人的视觉敏感范围, 就会有闪变发生。由此需要对间谐波引起的闪变现象予以重视, 制定合理的间谐波指标和限制标准来抑制闪变的发生。间谐波-闪变曲线^[4]正是在计算间谐波闪变效应的基础上, 建立可接受的最大间谐波幅值与间谐波频率的函数关系, 通过该曲线可以判定某一间谐波成分是否会引起闪变。目前国际上广泛认可的计算和评估闪变的仪器是 IEC 闪变仪^[5-9], 文献[7-13]讨论了如何在时域和频域上对传统的 IEC 闪变仪进行改进, 但它们是基于电压调幅波模型进行分析, 没有考虑间谐波可能造成的闪变影响; 文献[14]分析了电压调幅模型与间谐波的关系, 但是只考虑了基波附近的频段, 对其他频段没有做讨论, 而且其是基于传统的快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)算法来做分析的, 频谱泄漏会造成比较大的误差^[15]。由于间谐波与基波的合成信号从本质来看并非调幅信号, 其与波动性负荷在白炽灯中引起的光通量波动效应是不同的^[16], 因此传统的 IEC 闪变仪并不适于计算和评估由间谐波造成的电压波动和闪变问题。为了能够对间谐波引起的闪变效应进行正确地分析, 从而制定间谐波-闪变曲线, 有必要对传

基金项目: 国家自然科学基金项目(50677045)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50677045).

统闪变仪改进。

1 IEC 闪变仪的原理及误差分析

IEC 闪变仪的检测过程由 3 个部分组成^[5]：第 1 部分为模块 1 组成的电压输入适配调整；第 2 部分

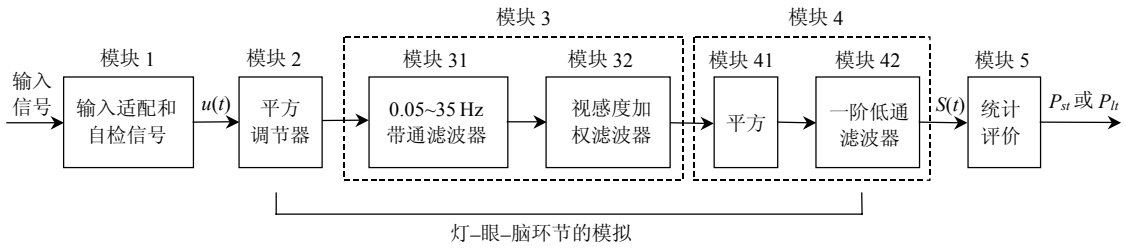


图 1 IEC 闪变仪的原理框图
Fig. 1 The block diagram of IEC flickermeter

式中： V_1 、 f_1 分别是基频的峰值和频率； m 、 f_{ih} 、 θ_{ih} 分别是间谐波的相对幅值、频率和相角。

根据 IEC 闪变仪的检测过程，输入电压经过处理后，首先经过模块 2 的平方解调器，再通过模块 3 中的带通滤波器(模块 31)，即

$$x_{input} = \left[\frac{u(t)}{V_1} \right]^2 = \sin^2 2\pi f_1 t + m^2 \sin^2 (2\pi f_{ih} t) + 2m \sin(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_{ih} t) = \frac{1}{2}(1+m^2) - \frac{1}{2} \cos(2\pi \times 2f_1 t) - \frac{1}{2} m^2 \cos(2\pi \times 2f_{ih} t) + m \cos[2\pi |f_1 - f_{ih}| t] - m \cos[2\pi(f_1 + f_{ih})t] \quad (2)$$

根据带通滤波器的设置，直流分量和高于截止频率的频率成分都要被滤除，因此模块 31 的输出只可能包含 2 个频率成分： $2f_{ih}$ 和 $|f_1 - f_{ih}|$ 。对输出结果分情况进行讨论^[17-18]：1) 间谐波频率 $0 \text{ Hz} < f_{ih} < 15 \text{ Hz}$ ，模块 31 的输出为 $2f_{ih}$ ；2) 间谐波频率 $15 \text{ Hz} < f_{ih} < 85 \text{ Hz}$ ，模块 31 的输出为 $|f_1 - f_{ih}|$ ；3) 间谐波频率 $f_{ih} > 85 \text{ Hz}$ ，模块 31 无输出。

从以上的分析可以看出，当间谐波频率低于 15 Hz 时，由于平方解调器产生的倍频分量 $2f_{ih}$ ，IEC 闪变仪检测到的并不是真实的波动频率，从而导致接下来对闪变效应的分析都是错误的；而当间谐波频率高于 85 Hz 时，由于带通滤波器截止频率的限制，不论间谐波的幅值多大，IEC 闪变仪都不能检测到闪变的发生。

2 基于同步解调的间谐波闪变计算

2.1 同步解调的原理介绍

平方解调器的应用导致间谐波低频段检测结果的误差，需要寻找另一种解调方法取代平方解

为模块 2、3 和 4 组成的灯-眼-脑环节的模拟；第 3 部分为模块 4 组成的瞬时闪变视感度的统计分析部分，如图 1 所示。

考虑电压信号包含间谐波成分有

$$u(t) = V_1 [\sin(2\pi f_1 t) + m \sin(2\pi f_{ih} t + \theta_{ih})] \quad (1)$$

调。将已调制信号 $u(t)$ 与载波信号 $\sin(2\pi f_1 t)$ 在时域上进行乘法运算：

$$x(t) = u(t)y(t) = V_1 [\sin(2\pi f_1 t) + m \sin(2\pi f_{ih} t)] \sin(2\pi f_1 t) = \frac{1}{2} V_1 \{ [1 - \cos(2 \times 2\pi f_1 t) + m \cos(2\pi |f_{ih} - f_1| t) - m \cos[2\pi(f_{ih} + f_1)t]] \} \quad (3)$$

再将 $x(t)$ 通过带通滤波器，输出为

$$z(t) = \frac{1}{2} V_1 m \cos(2\pi |f_{ih} - f_1| t) \quad (4)$$

可见，输出仅包含了真实的波动频率 $|f_1 - f_{ih}|$ ，将输出值除以 $V_1/2$ ，就可以得到波动信号 $m \cos[2\pi |f_{ih} - f_1| t]$ 。这种乘以载波信号的解调方法称为同步解调。这种解调方法不存在倍频分量 $2f_{ih}$ ，也就消除了低频段检测结果的误差。

2.2 载波信号的获取

同步解调的关键在于选取的载波信号是否正确。载波信号与发送端载波同频是对含有各种间谐波成分的波形进行同步解调的必要条件；而含有对称的间谐波对，即调幅波时，还需要满足同相的要求。为了使设计的同步解调闪变仪能够计算和评估各种间谐波成分引起的电压波动和闪变，仍然以获取同频同相的载波信号为目的。而电压波动和闪变多考虑为稳态电能质量问题，因此载波信号的获取实际上转化为发送端载波的相位检测。

假设发送端载波信号为

$$s(t) = V_1 \sin(2\pi f_1 t + \theta) \quad (5)$$

式中 θ 为初相位。经过三角变换，式(5)可以表达成

$$s(t) = V_1 \cos \theta \sin(2\pi f_1 t) + V_1 \sin \theta \cos(2\pi f_1 t) = \begin{bmatrix} \sin(2\pi f_1 t), \cos(2\pi f_1 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \cos \theta \\ V_1 \sin \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

对于以上的结构，很容易想到用最小二乘法

(least squares, LS)求取参数。

$$\text{令 } A = \begin{bmatrix} \sin 2\pi f_1 t \\ \cos 2\pi f_1 t \end{bmatrix}^T, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \cos \theta \\ V_1 \sin \theta \end{bmatrix}, \quad \text{有}$$

$$\hat{x} = (A^T A)^{-1} (A^T s) \quad (7)$$

则初相位 $\theta = \arg \tan(\hat{x}_2 / \hat{x}_1)$ 。

可见, LS 法求取初相位的过程非常简单; 并且基波成分占波形的主导地位, 其参数检测受谐波、间谐波以及噪声等的影响小, LS 法能够在这些干扰存在情况下, 较为精确地检测到发送端载波信号的初相位。

2.3 带通滤波器的改进

模块 31 带通滤波器的通带设置也是导致 IEC 闪变仪不能准确描述由间谐波引起的电压波动和闪变的原因之一, 需要对其进行改进, 使低通滤波器的截止频率扩展到 $f_c = 50 \text{ Hz}$ 。由于截止频率增大, IEC 闪变仪推荐采用的 6 阶 Butterworth 低通滤波器会造成检测到的瞬时闪变视感度 $S(t)$ 偏高, 这主要是因为相同阶数的滤波器, 截止频率越靠后, 在相同的频率点, 衰减量就小^[19], 如图 2 所示。

为了解决这个问题, 本文采用 10 阶 Butterworth 低通滤波器替代 6 阶 Butterworth 低通滤波器。阶数越高, 滤波器幅频特性的过渡带越陡, 也就是衰减速率越快, 越接近理想特性, 但是阶数设定过高难以实现。通过实验分析, 选取阶数 $N=10$ 能够较好地满足本文要求。

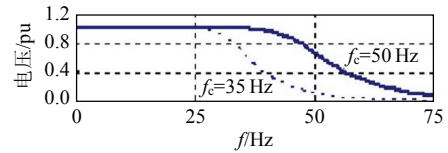


图 2 截止频率分别为 35 Hz 和 50 Hz 时的 6 阶 Butterworth 低通滤波器幅频响应

Fig. 2 The amplitude-frequency response of sixth order Butterworth lowpass filter when cutoff frequency is 35 Hz and 50 Hz separately

3 模块设计及仿真验证

3.1 基于同步解调闪变仪的模块设计

将 IEC 闪变仪的模块 2 和模块 31 用同步解调和 10 阶 Butterworth 低通滤波器(截止频率 $f_c = 50 \text{ Hz}$)代替, 其余模块保持不变, 就得到了本文提出的同步解调闪变仪。图 3 描述了在 Matlab/Simulink 中建立的闪变仪仿真系统。1 阶高通滤波器、加权滤波器以及 1 阶低通滤波器的传递函数表达式参照文献[5-6], 10 阶 Butterworth 低通滤波器的传递函数为

$$H_{lp}(s) = \frac{a_1}{s^{10} + b_1 s^9 + \dots + b_9 s + a_1} \quad (8)$$

式中: $a_1 = 9.3648 \times 10^{24}$; $b_1 = 2.008.2$; $b_2 = 2.0165 \times 10^6$; $b_3 = 1.3271 \times 10^9$; $b_4 = 6.3201 \times 10^{11}$; $b_5 = 2.2717 \times 10^{14}$; $b_6 = 6.2377 \times 10^{16}$; $b_7 = 1.2927 \times 10^{19}$; $b_8 = 1.9387 \times 10^{21}$; $b_9 = 1.9055 \times 10^{23}$ 。

另外在模块 42 和模块 5 之间有一增益常数 K ,

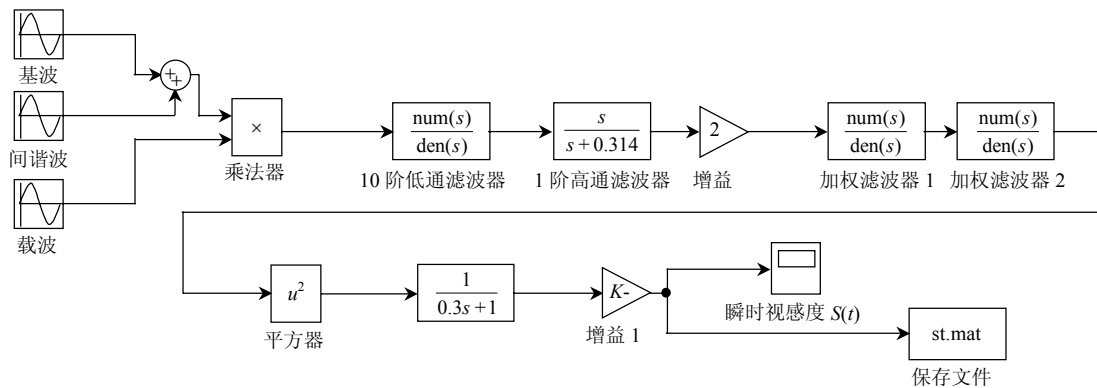


图 3 基于同步解调闪变仪的 Matlab/Simulink 仿真系统框图

Fig. 3 The simulation block diagram of Matlab/Simulink based on synchronous demodulation flickermeter

下面对其数值进行具体推导。

在经过模块 41 的平方器后, 输出为

$$z^2(t) = [k_f m \cos(2\pi |f_{ih} - f_1| t)]^2 = \frac{1}{2} k_f^2 m^2 + \frac{1}{2} k_f^2 m^2 \cos(2\pi \times 2 |f_{ih} - f_1| t) \quad (9)$$

式中 k_f 为视感度加权滤波器的系数。

该输出经过模块 42 的 1 阶低通滤波器, 得到

直流分量 $k_f^2 m^2 / 2$, 现在分析该直流分量与视感度的关系: 由于本文检测的是间谐波引起的峰值波动, 而电压峰值波动水平 $d_{\text{peak}} = m$, 根据该关系式, 需要进行如下运算:

1) 输出值乘以常数 2, 得到等效波动频率为 8.8 Hz 时, 正弦电压波动值平方 $(k_f m)^2$ 。

2) 当波动频率为 8.8 Hz, 电压波动达到 $d =$

0.002 5 时,会产生一个单位 $S(t)$,故将 $(k_f m)^2$ 除以 $0.002 5^2$,就可以得到任意波动频率产生的 $S(t)$ 。由此可以得到模块 42 和模块 5 之间的增益常数 K ,取值为 $K = 3.2 \times 10^5$ 。

至此完成了计算间谐波引起的峰值波动和闪变效应的同步解调闪变仪的推导。输入归一化的电压信号,在获取载波信号后,即能方便地得到 0~100 Hz 频率段(其它频率段的研究可以通过对视感度加权滤波器进行扩展而得到)间谐波(包括单个间谐波,对称间谐波对以及调幅波)引起的瞬时闪变视感度 $S(t)$ 的大小,将数据保存下来就可以进一步进行短时闪变值 P_{st} 或长时间闪变值 P_{lt} 的计算。

3.2 仿真验证

为验证提出的同步解调闪变仪的可行性和准确性,以含有单个间谐波的电压波形为例,进行了仿真计算。建立电压模型为

$$u(t) = \sin(2\pi \times 50t + \pi/4) + 0.002 5 \sin(2\pi \times 41.2t) \quad (10)$$

对于式(10)描述的电压信号,间谐波引起的波动频率为 8.8 Hz,当间谐波的相对幅值 $m=0.002 5$ 时,其相应的电压波动值 $d_{\text{peak}}=0.002 5$,实际产生的瞬时闪变视感度 $S(t)$ 应等于 1。首先采用第 2.2 节提出的最小二乘(least squares, LS)法获取载波信号,检测到的初相位为 $\hat{\theta}=45.000 3$,非常精确。图 4 显示了同步解调闪变仪得到的瞬时闪变视感度 $S(t)$ 。从图 4 可看出,本文提出的同步解调闪变仪能够准确地计算单个间谐波引起的电压波动和闪变。

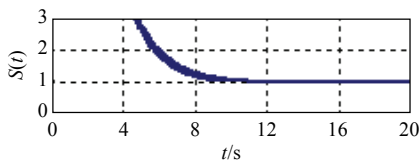


图 4 基于同步解调闪变仪的间谐波闪变计算

Fig. 4 Interharmonic result calculated by the synchronous demodulation flickermeter

另外还分别对采用 6 阶和 10 阶 Butterworth 低通滤波器检测到的 $S(t)$ 结果进行了比较,取平滑窗 $t=[12, 20]$ s,具体数值如表 1 所示。6 阶低通滤波器检测到的 $S(t)$ 值超过了 $\pm 5\%$ 的误差范围,而 10 阶低通滤波器检测到的 $S(t)$ 值与真实值的相对误差仅为 0.94%,可见,后者能够更好地描述间谐波引起

表 1 分别采用 6 阶和 10 阶低通滤波器计算的 $S(t)$

Tab. 1 $S(t)$ result calculated by sixth and tenth order lowpass filter separately

| 阶数 | $S(t)$ 真实值 | $S(t)$ 估计值 | $\delta\%$ |
|----|------------|------------|------------|
| 6 | 1.000 0 | 1.075 2 | 7.52 |
| 10 | 1.000 0 | 1.009 4 | 0.94 |

的电压波动和闪变效应。

4 间谐波-闪变曲线的制定

基于同步解调的闪变仪能够准确地计算间谐波引起的电压波动和闪变,因此可以根据其计算结果制定间谐波-闪变曲线。间谐波-闪变曲线描述的是可接受的最大间谐波幅值与间谐波频率的函数关系 $m=F(f_{ih})$,它的制定方法是:检测出某一间谐波频率产生 $P_{st}=1$ 所需的相对幅值 m ,将该值作为临界幅值,通过获取不同间谐波频率的临界幅值,即可合成一条关于间谐波幅值与间谐波频率的曲线,当一个间谐波电压幅值超过闪变曲线的限定值时,就可能引发光源的光闪变,该曲线为间谐波限制标准的制定提供了一个依据。

图 5 描述了分别采用提出的同步解调闪变仪和传统的 IEC 闪变仪制定的 0~100 Hz 频率段基于电压峰值波动的间谐波-闪变曲线。从图 5 可以看出,2 曲线在频率段 20~80 Hz 是重合的,而在其他频率段则呈现不同的结果。基于同步解调闪变仪制定的曲线在整个频率段关于基频是基本对称的;而基于 IEC 闪变仪制定的曲线从整体上看关于基频是不对称的,在频率段 0~15 Hz 和频率段 85~100 Hz 引起闪变所需的间谐波相对幅值差距很大,且产生 $P_{st}=1$ 所需的 $m\%$ 值远大于同步解调闪变仪得到的计算结果。

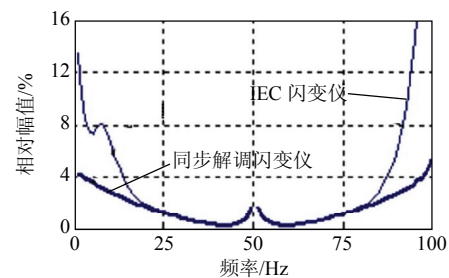


图 5 2 种方法计算得到的间谐波-闪变曲线

Fig. 5 The interharmonics-flicker curves established by two methods

表 2 为 IEC 闪变仪计算得到的单个间谐波成分产生 $P_{st}=1$ 所需相对幅值 $m\%$ 的具体数据。从表 2 可以看出,频率段为 1~14 Hz 与频率段为 86~99 Hz 的间谐波产生 $P_{st}=1$ 所需的 $m\%$ 值并不相同,特别是 1~8 Hz 和 92~99 Hz 所需的 $m\%$ 值相差很大。1~14 Hz 频率段所需的 $m\%$ 值相对小,并且在间谐波频率 $f_{ih}=5$ Hz 处出现一个局部最小点,而实际上频率为 1~14 Hz 与频率为 86~99 Hz 的间谐波关于基频对称,它们造成的闪变效应理论上是相同的,除了带

表2 基于 IEC 闪变仪的间谐波-闪变曲线数据
Tab. 2 The data of interharmonics-flicker curves established by IEC flickermeter

| 间谐波频率 f_{ih}/Hz | 闪变频率 $\Delta f_{ih}/\text{Hz}$ | 间谐波相对幅值 $m/\%$ | 间谐波频率 f_{ih}/Hz | 闪变频率 $\Delta f_{ih}/\text{Hz}$ | 间谐波相对幅值 $m/\%$ |
|-----------------------------|-----------------------------------|-------------------|-----------------------------|-----------------------------------|-------------------|
| 1 | 49 | 13.50 | 99 | 49 | 30.60 |
| 2 | 48 | 10.33 | 98 | 48 | 26.15 |
| 3 | 47 | 8.40 | 97 | 47 | 22.20 |
| 4 | 46 | 7.43 | 96 | 46 | 18.83 |
| 5 | 45 | 7.36 | 95 | 45 | 15.89 |
| 6 | 44 | 7.75 | 94 | 44 | 13.41 |
| 7 | 43 | 8.04 | 93 | 43 | 11.41 |
| 8 | 42 | 7.94 | 92 | 42 | 9.53 |
| 9 | 41 | 7.38 | 91 | 41 | 8.06 |
| 10 | 40 | 6.55 | 90 | 40 | 6.80 |
| 11 | 39 | 5.65 | 89 | 39 | 5.74 |
| 12 | 38 | 4.82 | 88 | 38 | 4.86 |
| 13 | 37 | 4.12 | 87 | 37 | 4.15 |
| 14 | 36 | 3.53 | 86 | 36 | 3.55 |
| 15 | 35 | 3.08 | 85 | 35 | 3.08 |

通滤波器的影响,造成该结果的主要原因就是平方解调器的应用。在频率 $f=8.8\text{Hz}$ 时对应最大的视感度加权系数 $G(f)=1$,在 8.8Hz 附近的频率范围内视感度加权系数也较大,因此模块 31——带通滤波器输出的频率成分,即使幅值很小也可能引起闪变效应。前面已经分析,当间谐波频率为 $0\text{Hz}<f_{ih}<15\text{Hz}$,模块 31 的输出为 $2f_{ih}$,当该输出通过视感度加权滤波器,就会产生一定的闪变效应,从而影响最后的闪变检测结果。特别是当间谐波频率 f_{ih} 为 $1\sim 8\text{Hz}$ 频率段时,视感度加权滤波器的输入 f 为 $2\sim 16\text{Hz}$,该频率范围的加权系数 $G(f)$ 较大,影响更加明显。特别是间谐波为 $f_{ih}=5\text{Hz}$ 时,对应的视感度加权滤波器的输入 $f=10\text{Hz}$,该频率的加权系数 $G(f)$ 在最大值附近,因此产生 $P_{sr}=1$ 所需的 $m\%$ 会产生一个局部最小点(理想情况下,局部最小点应产生在 $f_{ih}=4.4\text{Hz}$)。可见,IEC 闪变仪由于不能准确计算间谐波引起的电压波动和闪变,基于其计算结果制定的间谐波-闪变曲线也是不正确的。

表3为同步解调闪变仪计算得到的单个间谐波成分产生 $P_{sr}=1$ 所需相对幅值 $m\%$ 的具体数据。由于改变了带通滤波器的截止频率,该方法能够准确地观察到 $0\sim 15\text{Hz}$ 以及 $85\sim 100\text{Hz}$ 的间谐波引起的闪变效应。在这些频率范围内,只需要很小的 $m\%$ 就可能引起闪变的发生,而用 IEC 闪变仪计算得到的限定值则要大得多。另一方面,同步解调器代替平方解调器,避免了 $0\sim 15\text{Hz}$ 频率段的计算误差。从表3可以看出,频率为 $1\sim 15\text{Hz}$ 与频率为 $85\sim 99\text{Hz}$

表3 基于同步解调闪变仪的间谐波-闪变曲线数据
Tab. 3 The data of interharmonics-flicker curves established by synchronous demodulation flickermeter

| 间谐波频率 f_{ih}/Hz | 闪变频率 $\Delta f_{ih}/\text{Hz}$ | 间谐波相对幅值 $m/\%$ | 间谐波频率 f_{ih}/Hz | 闪变频率 $\Delta f_{ih}/\text{Hz}$ | 间谐波相对幅值 $m/\%$ |
|-----------------------------|-----------------------------------|-------------------|-----------------------------|-----------------------------------|-------------------|
| 1 | 49 | 4.16 | 99 | 49 | 5.21 |
| 2 | 48 | 4.05 | 98 | 48 | 4.66 |
| 3 | 47 | 3.88 | 97 | 47 | 4.22 |
| 4 | 46 | 3.72 | 96 | 46 | 3.90 |
| 5 | 45 | 3.53 | 95 | 45 | 3.64 |
| 6 | 44 | 3.36 | 94 | 44 | 3.42 |
| 7 | 43 | 3.21 | 93 | 43 | 3.23 |
| 8 | 42 | 3.06 | 92 | 42 | 3.06 |
| 9 | 41 | 2.91 | 91 | 41 | 2.91 |
| 10 | 40 | 2.77 | 90 | 40 | 2.77 |
| 11 | 39 | 2.66 | 89 | 39 | 2.66 |
| 12 | 38 | 2.54 | 88 | 38 | 2.54 |
| 13 | 37 | 2.42 | 87 | 37 | 2.42 |
| 14 | 36 | 2.30 | 86 | 36 | 2.30 |
| 15 | 35 | 2.18 | 85 | 35 | 2.18 |

的间谐波产生 $P_{sr}=1$ 所需的 $m\%$ 基本是相同的,在频率段 $1\sim 7\text{Hz}$ 和频率段 $93\sim 99\text{Hz}$ 还是存在一些微小的出入,这主要是因为所采用的带通滤波器并不是真正意义上的理想滤波器,当波动频率接近 50Hz 时,对其衰减不彻底造成的。总体来讲,同步解调闪变仪能够对 $0\sim 100\text{Hz}$ 范围基于峰值波动的间谐波闪变效应进行准确地描述。

5 结论

本文在分析 IEC 闪变仪原理的基础上,指出了其不能准确检测间谐波闪变效应的原因,并提出采用同步解调取代平方解调,消除倍频成分带来的误差;只需采用简单的 LS 算法,就可以获取准确的载波信号,实现输入电压的同步解调。同时提出了采用 10 阶 Butterworth 低通滤波器取代 IEC 闪变仪采用的 6 阶 Butterworth 低通滤波器,消除扩展带滤波器的截止频率后带来的误差。仿真算例表明,提出的同步解调闪变仪能够准确地对间谐波引起的电压波动和闪变进行计算;从而能够准确地制定 $0\sim 100\text{Hz}$ 范围基于峰值波动的间谐波-闪变曲线,为间谐波限制标准的制定和间谐波的治理提供依据。

参考文献

- [1] Koster M D, Jaiger E D, Vancoistem W. Light flicker caused by interharmonics[EB/OL]. [Http://grouper.ieee.org/groups/harmonics/iharm/docs/ihflicker.pdf](http://grouper.ieee.org/groups/harmonics/iharm/docs/ihflicker.pdf).
- [2] Keppler T, Watson N R, Arrillaga J, et al. Theoretical assessment of

- light flicker caused by sub and interharmonic frequencies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(1): 329-333.
- [3] Tayjasanant T, Xu W. A case study of flicker/interharmonic problems caused by a variable frequency drive[C]. International Conference on Harmonics and Quality of Power, Lake Placid, New York, 2004.
- [4] Tayjasanant T, Wang W, Xu W. Interharmonic-flicker curves [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1017-1024.
- [5] IEC Publication 868, flickermeter-functional and design specification [S].
- [6] IEC 61000-4-15, flickermeter-functional and design specifications [S].
- [7] Chang G W, Chen C, Huang Y. A digital implementation of flickermeter in the hybrid time and frequency domains[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(3): 1475-1482
- [8] Ruiz J, Gutierrez J J, Lazkano A, et al. A review of flicker severity assessment by the IEC flickermeter[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(8): 2037-2047.
- [9] 赵刚, 施围, 林海雪. 闪变值计算方法的研究[J]. 电网技术, 2001, 25(11): 15-18.
Zhao Gang, Shi Wei, Lin Haixue. A study on calculation of short term flicker severity[J]. Power System Technology, 2001, 25(11): 15-18(in Chinese).
- [10] 赵海翔, 陈默子, 戴慧珠. 闪变值离散化计算的误差分析及其应用[J]. 电网技术, 2004, 28(13): 84-97.
Zhao Haixiang, Chen Mozi, Dai Huizhu. Error analysis of discrete calculation method of flicker severity and its application[J]. Power System Technology, 2004, 28(13): 84-97(in Chinese).
- [11] 姚刚, 赵成勇, 邓霄云. 基于虚拟仪器用于闪变计算的补偿迭代算法[J]. 电网技术, 2004, 28(10): 63-65.
Yao Gang, Zhao Chengyong, Deng Xiaoyun. A new compensating-iterating algorithm for flicker calculation based on Labview[J]. Power System Technology, 2004, 28(10): 63-65(in Chinese).
- [12] 李天云, 赵妍, 韩永强, 等. Hilbert-Huang 变换方法在谐波和电压闪变检测中的应用[J]. 电网技术, 2005, 29(2): 73-77.
Li Tianyun, Zhao Yan, Han Yongqiang, et al. Application of Hilbert-Huang transform method in detection of harmonic and voltage flicker[J]. Power System Technology, 2005, 29(2): 73-77(in Chinese).
- [13] 李天云, 祝磊, 党国营, 等. 总体最小二乘-旋转矢量不变技术在电压闪变参数提取中的应用[J]. 电网技术, 2009, 33(13): 58-63.
Li Tianyun, Zhu Lei, Dang Guoying, et al. Application of total least squares-estimation on signal parameters via rotational invariance technique in extraction of voltage flicker parameters[J]. Power System Technology, 2009, 33(13): 58-63(in Chinese).
- [14] 张全明, 刘会金, 兰泉妮, 等. 基于频谱分析的间谐波闪变效应计算[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(9): 67-72.
Zhang Quanming, Liu Huijin, Lan Quanni, et al. Calculation of interharmonic-caused flicker based on spectrum analysis [J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(9): 67-72(in Chinese).
- [15] Zhang Q, Liu H, Chen H, et al. A precise and adaptive algorithm for interharmonics measurement based on iterative DFT[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(4): 1728-1734.
- [16] 雍静, 孙才新, 李建波, 等. 间谐波导致的闪变特征及闪变限制曲线[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(31): 88-93.
Yong Jing, Sun Caixin, Li Jianbo, et al. Light flicker characteristics caused by interharmonics and flicker limit curve[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(31): 88-93(in Chinese).
- [17] Kim T, Wang A, Powers E J, et al. Detection of flicker caused by high-frequency interharmonics[C]. IEEE Instrument Measurement Technology Conference, Warsaw, Poland, 2007.
- [18] Kim T, Powers E J, MackGrady W, et al. Detection of flicker caused by interharmonics[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009, 58(1): 152-160.
- [19] Halpin S M, Singhvi V. Limits for interharmonics in the 1~100 Hz range based on lamp flicker considerations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(1): 270-276.



陈涵

收稿日期: 2010-05-01。

作者简介:

陈涵(1981), 女, 博士研究生, 主要从事电能质量分析与控制方面的研究, E-mail: hchen@mail.whu.edu.cn;

刘会金(1952), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电能质量分析与控制方面的研究;

李大路(1981), 男, 博士研究生, 主要从事从事电能质量分析与控制方面的研究;

李大路(1981), 男, 博士研究生, 主要从事电力系统稳定与控制方向的研究;

王建勋(1984), 男, 博士研究生, 主要从事电能质量分析与控制方面的研究。

(责任编辑 王晔)