

基于改进正弦插值的闪变测量方法

周 林, 张有玉, 刘 强, 郭 珂, 代 璐, 曾 意

(重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆市 400044)

摘要: 荧光灯和发光二极管(LED)灯目前已大规模使用,但是按国际电工委员会(IEC)标准制造的闪变仪存在无法检测出由间谐波引起的闪变的缺陷。为了弥补这一缺陷,考虑到正弦信号采样波形的显示用正弦内插的方法更能接近原始信号,文中详细分析了基于正弦插值的闪变测量方法。针对正弦插值可能会引起闪变错误评估的问题,分析了正弦插值的误差来源,提出了将正弦插值前减去常数项的基于改进正弦插值的闪变测量方法。改进后的测量方法不仅能测量由低频段间谐波引起的闪变,也能检测出由高频段间谐波引起的闪变,对进一步研究闪变测量方法起到了促进作用。

关键词: 闪变仪; 间谐波; 正弦插值; 闪变测量; 国际电工委员会(IEC)

0 引言

电力系统中存在着各种各样的干扰,它们以不同的方式影响着电力客户,在这些干扰中,最容易被觉察的就是闪变^[1-2]。闪变反映了由电压波动引起的灯光闪烁对人视觉感产生的影响,它会影响视觉工作的舒适性和工作效率,因而对闪变的检测和评估引起了人们的广泛关注。随着电力系统冲击性负荷和变频装置的增加,间谐波也越来越多地被注入到供电系统中。间谐波的主要危害之一是导致光源闪变,因此,间谐波与闪变的内在关系也成为近年来研究的热门话题。

目前,国际上通行的闪变测量仪器是按国际电工委员会(IEC)标准制造的闪变仪^[3-5](简称 IEC 闪变仪),中国的GB/T 12326—2008 也参考了 IEC 标准。IEC 闪变仪是基于电压有效值波动对白炽灯的闪变效应设计的^[6-8],而随着“绿色照明工程”的实施和人们对照明质量要求的日益提高,许多国家都把逐步淘汰白炽灯、推广节能灯作为节能减排的措施之一。因此,将 IEC 闪变仪直接用于测量由间谐波引起的荧光灯和发光二极管(LED)灯的闪变效应是否准确值得研究^[9-10]。因为白炽灯的闪变与输入电压的均方根值起伏直接相关,而荧光灯和 LED 灯对电压峰值的波动较白炽灯更为敏感。由于高频间谐波不产生重大的电压均方根值波动,所以可能不会在白炽灯中产生明显的闪变现象,而会在荧光灯和

LED 灯中产生明显的闪变现象^[11-12](详细分析见附录 A)。

研究表明,IEC 闪变仪中的平方解调环节和带通滤波器环节是造成 IEC 闪变仪不能精确测量由间谐波引起的闪变的主要原因^[13-14](详细分析见附录 B)。为了弥补 IEC 闪变仪的缺陷,文献[6]和文献[15]提出采用工频采样与零值填充相结合的方法代替平方解调法来提取电压波动成分,文献[16]提出采用工频采样与正弦波插值相结合的方法代替平方解调法来提取电压波动成分,虽然 2 种方法不同,但是零值填充或正弦波插值都是为了提高采样率。由于波动分量为正弦信号,对正弦信号采样波形的显示用正弦内插的方法最为精确,得到的信号更能接近原始信号,而通过分析发现,正弦内插对函数形式为 $y=A+\sin x$ 进行插值后会影响闪变最终的评估结果。

为了消除常数项对闪变最终评估结果的影响,本文提出了将正弦插值前减去常数项的基于改进正弦插值的闪变测量新方法。

1 基于正弦插值的闪变测量方法

为使分析简化而又不失一般性,本文分析仅含有单个间谐波的信号^[17],以便找到闪变与间谐波之间的关系。

假设由基频成分和一个间谐波组成的电压信号表达式为:

$$u(t)=U_1(\sin 2\pi f_1 t+m\sin(2\pi f_{ih} t+\theta_{ih})) \quad (1)$$

式中: U_1 为基波峰值; f_1 为基波频率; m 为调制指数; f_{ih} 为间谐波频率; θ_{ih} 为间谐波相角($0\leq\theta_{ih}\leq 2\pi$)。

收稿日期: 2010-04-15; 修回日期: 2010-06-12。

输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究项目(2007DA10512709204)。

将正弦内插法处理后的数据直接输入到 IEC 闪变仪中的带通滤波器环节,其余步骤与 IEC 闪变仪均一致。其原理如下:

$$u(i) = u\left(t_0 + \frac{i}{f_1}\right) = U_1 \left(\sin\left(2\pi f_1 \left(t_0 + \frac{i}{f_1}\right)\right) + m \sin\left(2\pi f_{ih} \left(t_0 + \frac{i}{f_1}\right) + \theta_{ih}\right) \right) = U_1 \left(\sin(2\pi f_1 t_0 + 2\pi i) + m \sin\left(2\pi f_{ih} t_0 + \frac{2\pi i f_{ih}}{f_1} + \theta_{ih}\right) \right) \quad (2)$$

将 $f_{ih} = \Delta f + f_1$ 代入式(2),有

$$u(i) = U_1 \left(\sin(2\pi f_1 t_0 + 2\pi i) + m \sin\left(2\pi(\Delta f + f_1)t_0 + 2\pi i \frac{\Delta f + f_1}{f_1} + \theta_{ih}\right) \right) = U_1 \left(C + m \sin\left(\frac{2\pi \Delta f i}{f_1} + \theta_{ih}'\right) \right) \quad (3)$$

式中: $\theta_{ih}' = 2\pi(\Delta f + f_1)t_0 + 2\pi i + \theta_{ih}$; t_0 为采样初始时刻; $C = \sin(2\pi f_1 t_0 + 2\pi i)$; θ_{ih}' 和 C 均为常量。

经过归一化处理后就可以看成一个由直流分量和叠加在工频分量上的波动分量组成的信号。

正弦内插的离散数学表达式为:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \frac{\sin \frac{(t-nT)\pi}{T}}{\frac{(t-nT)\pi}{T}} \quad (4)$$

式中: n 为采样点序号; T 为采样脉冲周期; $x(t)$ 为恢复波形函数; $x(nT)$ 为采样序列。

等间距插入后,有

$$\begin{cases} t = \frac{T}{N+1}k \\ x(k) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \frac{\sin \pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)}{\pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)} \end{cases} \quad (5)$$

式中: N 为插入点数; k 为插入点序号, $k = n(N+1) + p$; n 为采样点序号,也是插入点前的采样值的位置; p 为插入点在区间的位置。

从式(5)可知,如果插入点数 N 和采样序列 $x(nT)$ 已知,则每一个插值点的值就可以通过式(5)计算出来。但上述公式只适合于函数形式为 $y = \sin x$ 的信号,从式(3)可以看出,工频采样且经过归一化后的函数形式为 $y = A + \sin x$ (A 为常数),并非标准正弦,且常数项 $C = \sin(2\pi f_1 t_0 + 2\pi i)$ 的大小与初始采样时刻有关,其值波动范围为 $-1 \sim 1$ 。平方解调法中常数项为 $(1+k^2)/2 \approx 0.5$,而文献[6]建议将常数项取值为 1。因此,本文在后续讨论中常数项的值主要取这 2 个值。

函数 $y = A + \sin x$ 经过正弦内插后,其值为:

$$x(k) = \sum_{n=0}^{\infty} (A + \sin nT) \frac{\sin \pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)}{\pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)} = \sum_{n=0}^{\infty} \sin nT \frac{\sin \pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)}{\pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)} + \sum_{n=0}^{\infty} A \frac{\sin \pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)}{\pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)} \quad (6)$$

而 $y = \sin x$ 经过正弦内插后为:

$$x(k) = \sum_{n=0}^{\infty} \sin nT \frac{\sin \pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)}{\pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)} \quad (7)$$

两者之差 Δ 为:

$$\Delta = \sum_{n=0}^{\infty} A \frac{\sin \pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)}{\pi \left(\frac{k}{N+1} - n \right)} \quad (8)$$

从式(8)可以看出,两者之差不为 0。为了验证正弦内插公式是否适合于函数形式为 $y = A + \sin x$ 的信号,现按文献[16]的方法在 LabVIEW 中搭建仿真模型^[18],输入信号为不同直流信号叠加在正弦波上,正弦波幅值为 1 V,频率为 50 Hz,采样点数为一周 21 点,采样点间隔中插入点数为 19。经过插值后恢复的波形如图 1 所示。

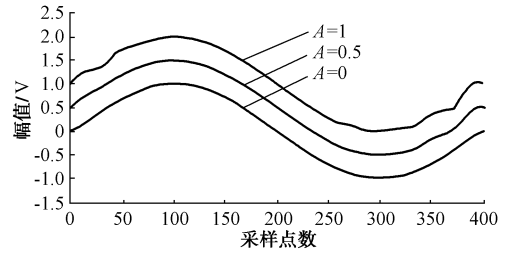


图 1 不同常数项正弦插值后的恢复波形
Fig. 1 Recovery waveforms of sine interpolation with different constants

由图 1 可以看出,带常数项的信号经过正弦插值后恢复的波形发生了变化,变化大小与插入点的位置和常数项的大小有关:插入点前的采样值的位置在前面序列或后面序列,即 n 值较大或较小时,波形发生较大波动,当插入点位置在中间序列时,波动较小;常数项的值较小,插值恢复后的波形与输入波形比较接近,随着常数项的增大,经过插值算法后恢复的波形波动较大,当常数项的值为最大值 1 时,恢复的波形会发生较大的波动。

插值恢复后的波形若发生波动,必然会影响后续闪变的测量精度。为了分析正弦插值误差对闪变测量的影响,本文将在同样电压波动情况下比较 IEC 闪变仪和基于正弦插值的闪变测量方法测量出的瞬时闪变视感度 $S(t)$ 和短时闪变值 P_{st} 。由于闪变仪的精确测量范围为 17.5 Hz~85 Hz,为了使结果更具说服力,本文仿真频率选在 28 Hz~45 Hz 频段内,电压波动值 d 的取值按照 IEC 提供的 $S(t)$ 为 1 时的电压波动量, $S(t)$ 仿真结果的理论值应该为 1,仿真结果对比见表 1。表中: Δf 为频率波动; IEC, $A=0.5, A=1$ 分别表示基于 IEC 闪变仪和基于正弦插值的闪变测量方法在常数项分别为 0.5, 1 时计算出来的数据。

表 1 d 条件下的测量结果对比

Table 1 Comparasion of measurement results in condition of d

f/Hz	$\Delta f/\text{Hz}$	$d/(\%)$	$S(t)$			P_{st}		
			IEC	$A=0.5$	$A=1$	IEC	$A=0.5$	$A=1$
28.0	22.0	0.824	1.005	1.013	1.034	0.712	0.710	0.709
31.0	19.0	0.640	0.996	1.004	1.025	0.709	0.708	0.708
33.0	17.0	0.530	0.988	0.995	1.017	0.705	0.705	0.705
35.0	15.0	0.432	0.985	0.992	1.013	0.703	0.704	0.703
38.0	12.0	0.312	0.995	1.002	1.023	0.706	0.706	0.706
40.0	10.0	0.260	1.000	1.007	1.028	0.706	0.706	0.707
41.2	8.8	0.250	1.004	1.011	1.032	0.706	0.706	0.707
43.0	7.0	0.280	0.998	1.005	1.026	0.702	0.702	0.703
45.0	5.0	0.398	0.995	1.002	1.023	0.697	0.697	0.698

从表 1 可知,当电压波动相同时,在 28 Hz~45 Hz 频段内,IEC 闪变仪计算出来的 $S(t)$ 数据分布在理论值 1 两侧,而当常数项为 1 时,基于正弦插值的闪变测量方法计算出来的 $S(t)$ 数据全部大于理论值 1。

附录 C 图 C1 给出了在 28 Hz~45 Hz 频段内, IEC 闪变仪和基于正弦插值的闪变测量方法在 $A=0.5$ 和 $A=1$ 时计算出来的 $S(t)$ 数据相对于理论值的误差曲线。

由表 1 和附录 C 图 C1 可知,在 28 Hz~45 Hz 频段内,IEC 闪变仪在间谐波频率为 35 Hz 时误差最大,达到 1.5%,其主要原因是该频率正好是带滤波器的截止频率,该频率附近由于受带通滤波器的影响,误差较大。 $A=1$ 时,基于正弦插值的闪变测量方法测量出来的 $S(t)$ 数据误差均超过 1%,最大误差为 3.5%(发生在间谐波频率为 28 Hz 时)。

上述研究表明,基于正弦插值的闪变测量方法测量出来的 $S(t)$ 数据存在误差,由于这个误差的存在,可能会造成对闪变的错误评估。如果电压波动值 d' 的取值比 IEC 提供的 $S(t)$ 为 1 时的电压波动

量小 0.002%,则 $S(t)$ 仿真结果的理论值应该小于 1,表明此闪变水平在 IEC 允许范围之内。在 d' 条件下 IEC 闪变仪和基于正弦插值的闪变测量方法的测量结果见表 2。

表 2 d' 条件下的测量结果对比

Table 2 Comparasion of measurement results in condition of d'

f/Hz	$\Delta f/\text{Hz}$	$d'/(%)$	$S(t)$			
			IEC	$A=0.5$	$A=0.9$	$A=1$
28.0	22.0	0.822	1.000	1.008	1.024	1.030
31.0	19.0	0.638	0.990	0.998	1.014	1.019
33.0	17.0	0.528	0.981	0.988	1.004	1.009
35.0	15.0	0.430	0.976	0.983	1.000	1.004
38.0	12.0	0.310	0.983	0.990	1.005	1.011
40.0	10.0	0.258	0.985	0.992	1.007	1.013
41.2	8.8	0.248	0.988	0.995	1.010	1.016
43.0	7.0	0.278	0.984	0.991	1.006	1.012
45.0	5.0	0.396	0.985	0.992	1.008	1.013

从表 2 可以看出,IEC 闪变仪测量出来的 $S(t)$ 均小于等于 1,表明此闪变水平在 IEC 允许范围之内;当常数项 A 大于 0.9 时,基于正弦插值的闪变测量方法测量出来的 $S(t)$ 均大于 1,即认定对应闪变为不允许水平,此结果与 IEC 闪变仪的评估结果相悖,表明该方法在某些条件下不能正确评估真实的闪变水平。通过以上分析可知:正弦信号含有常数项时不能直接进行正弦插值,否则可能会发生误差或错误地评估闪变水平,误差的大小与常数项所占正弦幅值的比重有关,比重较大,对正弦插值的误差影响相对就大些。基于此,本文提出了基于改进正弦插值的闪变测量新方法。

2 改进的闪变测量方法

改进的正弦内插法在信号进行插值计算之前先把函数形式 $y=A+\sin x$ 转换成标准正弦形式 $y=\sin x$,通过将采样序列值减去常数项来实现这一转换。常数项 A 的值可用采样点平均值来代替,即

$$A = \frac{\sum_{i=1}^K x(i)}{K} \tag{9}$$

式中: K 为采样点数; $x(i)$ 为第 i 个采样点的值。

将采样序列值减去常数项后进行插值计算,计算完毕再加上常数项。

为了验证改进方法的正确性,本文将在同样电压波动情况下比较 IEC 闪变仪和基于改进正弦插值的闪变测量方法测量出的 $S(t)$ 和 P_{st} 。 d 的取值按照 IEC 提供的 $S(t)$ 为 1 时的电压波动量,仿真结果见表 3。表中, $A=0.5$ 和 $A=1$ 表示常数项分别

为 0.5 和 1 时基于改进正弦插值的闪变测量方法计算出来的 $S(t)$ 数据。

由表 3 可知,当电压波动相同时,在 28 Hz~45 Hz 频段内,基于改进正弦插值的闪变测量方法计算出来的 $S(t)$ 数据与 IEC 闪变仪计算出来的数据完全一致,而且测量精度也较高,表明所提出的改进方法在低频段具有一定的可信度和精确度。

表 3 改进方法下的测量结果对比

Table 3 Comparasion of measurement results between IEC flickermeter and the improved sine interpolation

$f/$ Hz	$\Delta f/$ Hz	$d/$ (%)	$S(t)$			P_{st}		
			IEC	$A=0.5$	$A=1$	IEC	$A=0.5$	$A=1$
28.0	22.0	0.824	1.005	1.005	1.005	0.712	0.712	0.712
31.0	19.0	0.640	0.996	0.996	0.996	0.709	0.709	0.709
33.0	17.0	0.530	0.988	0.988	0.988	0.705	0.705	0.705
35.0	15.0	0.432	0.985	0.985	0.985	0.703	0.703	0.703
38.0	12.0	0.312	0.995	0.995	0.995	0.706	0.706	0.706
40.0	10.0	0.260	1.000	1.000	1.000	0.706	0.706	0.706
41.2	8.8	0.250	1.004	1.004	1.004	0.706	0.706	0.706
43.0	7.0	0.280	0.998	0.998	0.998	0.702	0.702	0.702
45.0	5.0	0.398	0.995	0.995	0.995	0.697	0.697	0.697

由于目前没有仪器能够精确测量出由高频间谐波引起的闪变,所以无法评估基于改进正弦插值的闪变测量方法在高频段的闪变测量正确性。文献[6]和文献[19]指出,当含有电压波动值为 1%、频率为 180 Hz~200 Hz(基波频率为 60 Hz)的间谐波成分时,用户就已经觉察到电灯的闪变现象了,而 IEC 闪变仪却无法检测出电压闪变情况。文献[6]为了验证其提出的基于零值填充的闪变测量新方法的正确性,在相同电压波动条件下作了仿真验证^[20]。为了验证本文改进方法的正确性,本文计算了测量信号含有电压波动值为 1%、频率为 150 Hz~170 Hz(基波频率为 50 Hz)的间谐波成分时的 $S(t)$ 和 P_{st} 值,其波形如图 2 所示。

从图 2 可以看出,IEC 闪变仪对高频间谐波带来的影响不敏感,而基于改进正弦插值的闪变测量方法却能测量出来。

文献[1]指出,当 $P_{st}<0.7$ 时,一般觉察不出闪变,当 $P_{st}>1.3$ 时,灯光闪烁使人不舒服,因此 IEC 推荐 $P_{st}=1$ 作为低压供电短时闪变限值。如图 2(b)所示,将基于改进正弦插值的闪变测量方法测量出来的 P_{st} 值和文献[6]测量出来的 P_{st} 值进行比较后可以看出,2 种不同方法计算出来的 P_{st} 值比较接近。比较而言,本文改进方法的测量值稍小,但计算得到的 P_{st} 值均大于 0.7,说明改进方法在相同条件下能有效测量出 P_{st} 值,并且测量值能真实反映闪变的情况,从而验证了本文所提出的改进方法在高频段具有相当高的可信度。

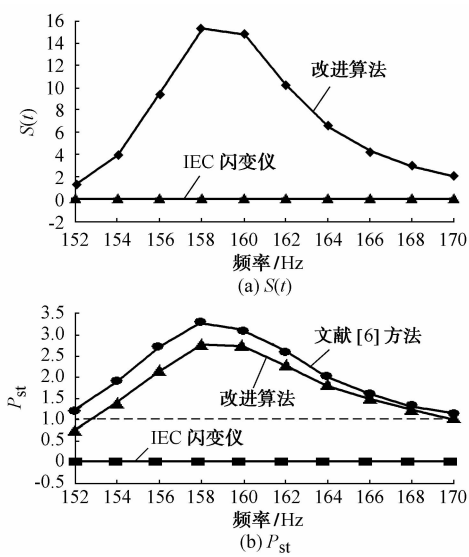


图 2 不同方法测量结果比较
Fig. 2 Comparasion of measurement results for different methods

为了再次检验 IEC 闪变仪是否完全无法检测出由间谐波带来的影响,将间谐波频率为 141.2 Hz 的信号电压波动值 d 均取为 10%,IEC 闪变仪测量出的 $S(t)$ 为 0.007 4, P_{st} 为 0.000 2,从而验证了 IEC 闪变仪无法测量由间谐波引起的闪变的缺陷。

3 结语

GB/T 24337—2009^[21] 实施后,供电部门和电力用户对间谐波的重视程度将逐渐增大,间谐波引起的闪变问题也必然会引起更广泛的关注。本文提出的基于改进正弦插值的闪变测量方法不仅能测量由低频段间谐波引起的闪变,也能检测出由高频段间谐波引起的闪变,而且也满足人眼对 8.8 Hz 电压波动引起的闪变较为敏感的规律,为制订间谐波的评价方法提供了理论依据,也对进一步研究闪变测量方法起到了促进作用。

附录见本刊网络版(<http://aeprs.sgepri.sgcc.com.cn/aeprs/ch/index.aspx>)。

参考文献

[1] 肖湘宁. 电能质量分析与控制. 北京: 中国电力出版社, 2004.
[2] 林海雪, 李世林, 刘惠民. 电压电流频率和电能质量国家标准应用手册. 北京: 中国电力出版社, 2001.
[3] GB/T 12326—2008 电能质量 电压波动和闪变. 北京: 中国标准出版社, 2008.
[4] 王志群, 朱守真, 周双喜. Hilbert 变换求取电压闪变有关参数. 电力系统自动化, 2004, 28(5): 34-37.
WANG Zhiqun, ZHU Shouzhen, ZHOU Shuangxi. Parameter estimation of voltage flicker through Hilbert transform. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(5): 34-37.

- [5] 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. 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. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(9): 67-72.
- [6] KIM T, WANG A, POWERS E J, et al. Detection of flicker caused by high-frequency interharmonics// Proceedings of 2007 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, May 1-3, 2007, Warsaw, Poland: 1-5.
- [7] de KOSTER M, de JAEGER E, VANCOETSEM W. Light flicker caused by interharmonics. IEEE Trans on Power Delivery, 1993, 8(13): 122-130.
- [8] GALLO D, LANGELLA R, TESTA A. Light flicker prediction based on voltage spectral analysis// Proceedings of 2001 IEEE Porto Power Tech Conference, September 10-13, 2001, Porto, Portugal: 10-13.
- [9] TAYJASANANT Thavatchai, WANG Wencong, LI Chun, et al. Interharmonic-flicker curves. IEEE Trans on Power Delivery, 2005, 20(2): 1017-1025.
- [10] KIM T, RYLANDER M, POWERS E J, et al. LED lamp flicker caused by interharmonics// Proceedings of 2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, May 12-15, 2008, Vancouver Island, Canada: 1920-1925.
- [11] 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. 中国电机工程学报, 2008, 28(31): 88-94.
YONG Jing, SUN Caixin, LI Jianbo, et al. Light flicker characteristics caused by interharmonics and flicker limit curve. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(31): 88-94.
- [12] 朱珂, 雍静, 泰亚萨内特. 间谐波对闪变影响的量化分析. 中国电机工程学报, 2008, 28(28): 113-119.
ZHU Ke, YONG Jing, TAYJASANANT Thavatchai. Quantifying flicker impact of interharmonic. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(28): 113-119.
- [13] XU W. Deficiency of the IEC flicker meter for measuring interharmonic-caused voltage flickers// Proceedings of 2005 IEEE Power Engineering Society General Meeting, June 12-16, 2005, San Francisco, CA, USA: 2285-2288.
- [14] Interharmonics, IEEE Interharmonic Task Force Working Document: draft 3 [R/OL]. [2010-02-14]. <http://grouper.ieee.org/groups/harmonic/iharm/docs/ih519c.pdf>.
- [15] KIM T, GRADY W M, ARAPOSTATHIS A. Detection of flicker caused by interharmonics. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2009, 58(1): 152-160.
- [16] 马永强, 周林, 武剑, 等. 间谐波引起的电压闪变测量新方法. 电网技术, 2010, 34(5): 116-121.
MA Yongqiang, ZHOU Lin, WU Jian, et al. A new approach to measure voltage flicker caused by interharmonics. Power System Technology, 2010, 34(5): 116-121.
- [17] YONG Jing, SUN Caixin, XU W. Voltage flicker caused by two interharmonics// Proceedings of 2006 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, May 7-10, 2006, Ottawa, Canada: 239-242.
- [18] 戴鹏飞, 王胜开, 王格芳, 等. 测试工程与 LabVIEW 应用. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [19] TAYJASANANT Thavatchai, XU W. A case study of flicker/interharmonic problems caused by a variable frequency drive// Proceedings of the 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, September 12-15, 2004, Lake Placid, NY, USA: 72-76.
- [20] GALLO D, LANGELLA R, TESTA A. Toward a new flickermeter based on voltage spectral analysis// Proceedings of 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, July 8-11, 2002, Madras, India: 573-578.
- [21] GB/T 24337—2009 电能质量 公用电网间谐波. 北京: 中国标准出版社, 2009.

周 林(1961—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 电能质量分析与控制、太阳能光伏发电。

张有玉(1984—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向: 电能质量分析与控制。E-mail: 20071102033@cqu.edu.cn

刘 强(1976—), 男, 博士研究生, 讲师, 主要研究方向: 可再生能源发电与电能质量。

A Flicker Measuring Method Based on Improved Sine Interpolation

ZHOU Lin, ZHANG Youyu, LIU Qiang, GUO Ke, DAI Lu, ZENG Yi

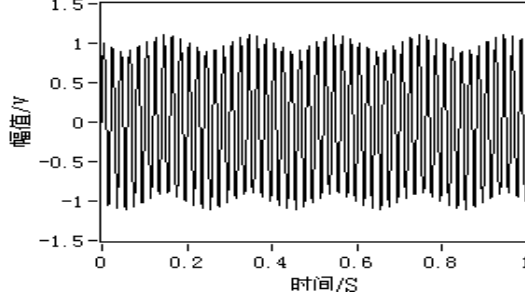
(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: With the reduction of the number of incandescent lamps together with the large-scale usage of fluorescent and light emitting diode (LED) lights at the same time, the deficiency of International Electrotechnical Commission (IEC) flickermeter that can not measure interharmonic-caused voltage flickers has become increasingly apparent. It is known that the display of measured sinusoidal waveforms is closer to the original signal if sine interpolation method is used. Clearly, the sine interpolation method is able to overcome the deficiencies associated with the IEC flickermeter. The principle of sine interpolation is analyzed in detail and it is found that the sine interpolation may lead to a wrong assessment on the flicker. The source of error in sine interpolation is analyzed and a new approach is proposed. This new approach deducts a constant before using the sine interpolation method to measure voltage flickers. The new approach can measure voltage flickers caused by both low-frequency and high-frequency interharmonics. The new approach promotes further study on flicker measuring algorithms.

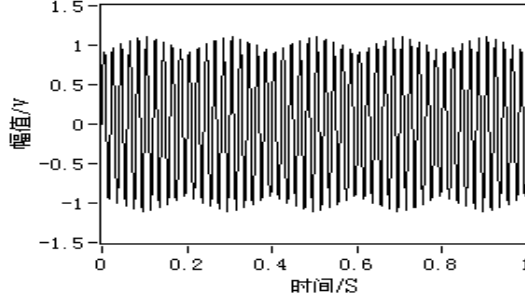
Key words: flickermeter; interharmonic; sine interpolation; flicker measuring; IEC

附录 A 由单个间谐波引起的电压波动

如果某个电压信号含有间谐波成分，该电压波形的幅值会发生波动。图 A1 为 $U=1\text{ V}$ ， $f_1=50\text{ Hz}$ ，分别含有 $m=0.1$ ， $\theta_{ih}=0^\circ$ ， $f_{ih}=105\text{ Hz}$ 和 $f_{ih}=155\text{ Hz}$ 这 2 种频率间谐波的信号波形。从图中可以明显看出电压波形的包络线波动。



(a) 含 105 Hz 间谐波



(b) 含 155 Hz 间谐波

图 A1 含间谐波的电压波形

Fig. A1 Waveforms with two interharmonic frequencies

通过比较图 A1(a)和(b)可以看到，电压波形的包络线的弯曲满足以下规律：当间谐波频率比较接近奇数次谐波频率时，整体信号的波形包络线同时向正负 2 个方向弯曲；当间谐波频率比较接近偶数次谐波频率时，整体信号的波形包络线同时向同一方向弯曲。其波动频率由 $\Delta f_h = |f_{ih} - hf_1|$ 确定，其中： h 为整数， hf_1 为最接近 f_{ih} 的整数倍基波频率。

通过分析发现，即使是幅值很小的间谐波都能够引起电压的波动，所以如果波动的幅值足够大，而且波动频率在人类视觉敏感范围内，就会感觉到有电压闪变现象发生。

电压波动是电压均方根值（有效值）和峰值波动与基波有效值和峰值的百分比，即相对电压波动 $\Delta U/U$ ，其表达式为：

$$(\Delta U/U)|_x = (U_{x_max} - U_{x_min})/U_{x_N} \times 100\% \quad (\text{A1})$$

式中： x 为均方根值或峰值。

电压均方根值^[9]计算公式为：

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k^2} \quad (\text{A2})$$

由于 $m \ll 1$ ，因此在忽略 m^2 项后，可得：

$$(\Delta U/U)|_{RMS} = 2m |\sin \alpha / \{\alpha [1 + \alpha / (2\pi)]\}| \quad (\text{A3})$$

式中： $\Delta f = f_{ih} - f_1$ ； T_1 为工频周期； $\alpha = \pi \Delta f T_1$ 。

从式(A3)可以发现， Δf 对波动的大小有直接的影响，图 A2 是幅值为基波幅值的 0.3%，频率从 0~300 Hz 变化的间谐波引起的电压均方根值波动水平情况。从图中可以明显看出，间谐波频率越接近基波频率，电压均方根值的波动程度越严重，随着间谐波频率的增加，所造成的均方根值波动程度逐渐减弱，即高频间谐波不产生重大的均方根值波动，所以高频间谐波可能不会在白炽灯中产生明显的闪变现象。

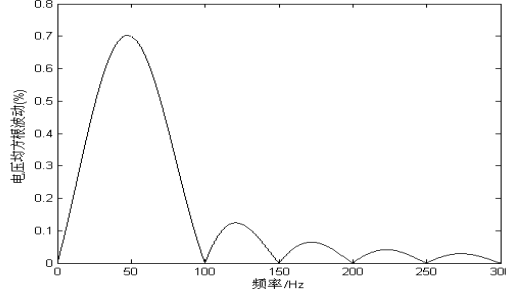


图 A2 间谐波产生的电压均方根值波动水平
Fig.A2 RMS fluctuation generated by interharmonic

电压峰值^[9]计算公式为：

$$U_{peak} = \left| U_1 \left[1 + m \sin(n\pi f_{ih} / (2f_1) + \theta_{ih}) \right] \right| \quad (A4)$$

由于 $m \ll 1$ ， $u(t)$ 在 $t = n/4f_1$ ($n=1,3,5,\dots$) 时取得极值：

$$\begin{aligned} U_{peak_max} &= U_1(1+m), \quad U_{peak_min} = U_1(1-m) \\ (\Delta U / U) \Big|_{peak} &= 2m \end{aligned} \quad (A5)$$

由式(A5)可以看出，电压峰值波动为定值，与间谐波频率无关，也就是说对电压峰值波动较为敏感的荧光灯和 LED 灯比较容易观察到由各个频率的间谐波引起的闪变现象。

附录 B IEC 闪变仪缺陷分析

研究表明，IEC 闪变仪中的平方解调环节和带通滤波器是造成 IEC 闪变仪不能精确测量由间谐波引起的闪变的主要原因^[13-14]，现分析如下。

$u(t)$ 仍然引用正式式(1)，将 $u(t)$ 平方可得：

$$\begin{aligned} u^2(t) &= U_1^2 \left\{ [1 - \cos(4\pi f_1 t)] / 2 + m^2 [1 - \cos(4\pi f_{ih} t + 2\theta_{ih})] / 2 + 2m \sin(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_{ih} t + \theta_{ih}) \right\} = \\ &U_1^2 \left\{ (1+m^2) / 2 - \cos(2\pi * 2f_1 t) / 2 - m^2 \cos(2\pi * 2f_{ih} t + 2\theta_{ih}) / 2 - m \cos[2\pi(f_1 + f_{ih})t + \theta_{ih}] + \right. \\ &\left. m \cos[2\pi(f_1 - f_{ih})t - \theta_{ih}] \right\} \end{aligned}$$

从上式可以看出， $u^2(t)$ 包含以下频率分量：直流分量、 $2f_1$ 、 $2f_{ih}$ 、 $f_1 + f_{ih}$ 和 $|f_1 - f_{ih}|$ ，经过 0.05 Hz~35 Hz 的带通滤波器后，频率小于 0.05 Hz 或大于 35 Hz 的成分将被滤除。因此 $u^2(t)$ 经过带通滤波器后，除了频率为 $2f_{ih}$ 和 $|f_1 - f_{ih}|$ 的成分可能保留，其余成分均被滤除。由此可见，间谐波频率 f_{ih} 的大小直接决定其能否通过低通滤波器，因此将这个频段分成以下几部分来讨论^[15]：

1) $0 < f_{ih} < 15\text{Hz}$

此时， $0 < 2f_{ih} < 30\text{Hz}$ ， $|f_1 - f_{ih}| > 35\text{Hz}$ ，平方解调和经过带通滤波器后保留的成分为 $2f_{ih}$ 。虽然 $2f_{ih}$

的频率成分在0.05 Hz~35 Hz范围之内，但是该频率并不能真实反映实际的波动频率。平方解调检测法认为实际上的调制指数 $m \ll 1$ ，存在的调幅波电压的倍频分量 $2f_{ih}$ 的幅值远小于调幅波的幅值，可忽略不计，这也是平方解调检测法的缺点。

2) $15 \leq f_{ih} < 17.5\text{Hz}$

此时， $2f_{ih} < 35\text{Hz}$ ， $|f_1 - f_{ih}| \leq 35\text{Hz}$ ，平方解调和经过带通滤波器后 $2f_{ih}$ 和 $|f_1 - f_{ih}|$ 的成分均保留。同理，平方解调检测法认为频率为 $2f_{ih}$ 的成分几乎可以忽略，而 $|f_1 - f_{ih}|$ 正好是波动频率。

3) $17.5 \leq f_{ih} \leq 85\text{Hz}$

此时， $2f_{ih} \geq 35\text{Hz}$ ， $|f_1 - f_{ih}| \geq 35\text{Hz}$ ，平方解调和经过带通滤波器后 $|f_1 - f_{ih}|$ 的成分被保留，而这正好是波动频率。在此频段内，IEC闪变仪能精确检测出电压波动和闪变的值。

4) $f_{ih} > 85\text{Hz}$

此时， $2f_{ih} > 35\text{Hz}$ ， $|f_1 - f_{ih}| > 35\text{Hz}$ ，平方解调和经过带通滤波器后，所有成分都将被带通滤波器滤除，即IEC闪变仪不能检测出频率高于85 Hz的间谐波引起的电压波动。

通过上述分析发现，信号经过平方解调检波和 0.05 Hz~35 Hz 的带通滤波器后，IEC 闪变仪测量出来的电压闪变结果不能真实地反映实际测量频率小于 15 Hz 的间谐波的电压闪变情况，忽略了在测量频率小于 17.5 Hz 的倍频分量引起的电压闪变情况，若信号为测量频率大于 85 Hz 的间谐波，则 IEC 闪变仪完全不能测量出其闪变情况。引起 IEC 闪变仪缺陷的主要原因是：1) 该闪变仪仅仅是以白炽灯模型为基础，而白炽灯的闪变和荧光灯、LED 灯的闪变在机理上有所不同^[10]；2) 该闪变仪并没有考虑间谐波引起的闪变，因为荧光灯、LED 灯对间谐波引起的闪变较白炽灯更为敏感。研究表明，荧光灯和 LED 灯对高阶奇数次谐波（如 3 次和 5 次谐波）附近的间谐波较为敏感，因为靠近奇数次谐波的波动深度比靠近偶数次谐波的波动深度大 1 倍，波动频率小一半，此处的间谐波有更强的导致光闪变的可能，而这些闪变在白炽灯下却观察不到^[11-12]。究其根源，平方解调法和带通滤波器是 IEC 造成闪变仪缺陷的根本环节。

附录 C

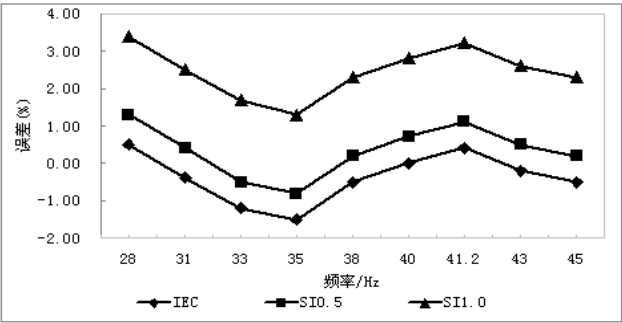


图 C1 $S(t)$ 相对误差曲线
Fig.C1 Relative error curves of $S(t)$