

IEC 闪变检测方法的数字化实现

刘亚洲, 李威, 纪延超, 柳焯

(哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 介绍了国际电工委员会(IEC)推荐的闪变检测方法,在此基础上对该方法进行了数字化设计,并对原有的调幅波检测过程进行了改进,使原有的模拟化方法能运用到数字化检测仪器中。最后,对数字化方法进行仿真验证。

关键词: 闪变; 电能质量; 电压波动

中图分类号: TM932

文献标识码: A

文章编号: 1003-4897(2000)03-0018-04

1 引言

随着国民经济的飞速发展和人们生活质量的日益提高,电力用户对供电质量的要求日趋严格,然而日渐增多的大功率波动性电力负荷却使得供电电压发生波动,严重影响着电网的电能质量。

电压波动(V)为一系列电压变动或工频电压包络线的周期性变化。电压波动值为电压方均根值的两个极值 U_{\min} 和 U_{\max} 之差,常以其额定电压 U_N 的百分数表示其相对百分值,即

$$V = (U_{\max} - U_{\min}) / U_N * 100\% \quad (1)$$

电压波动常会引起许多电工设备不能正常工作。通常来说,对像电子计算机等精密设备,因其容量小并能在相对耗资不大的条件下加设抗干扰设施而无需特别去关注。对日光灯和电视机等设备对电压波动的敏感程度远低于白炽灯,并且几乎所有建筑的照明都装有大量的白炽灯,若电压波动的大小不足以引起白炽灯闪烁,则可以肯定不会使电视机和日光灯等工况异常。因此,选白炽灯的工况作为判断电压波动值是否被接受的依据。为了避免闪烁一词的狭义性,而引入“闪变”来描述电压波动对电工设备的影响。但闪变仍可以理解为人对白炽灯明暗变化的感觉。广义的闪变包括电压波动的全部有害作用,但不能以电压波动来代替闪变,正因为闪变是人对照度波动的主观视感。

以下简介与闪变有关的几个属语:

(1) 闪变觉察律 $F(\%)$

为了解闪变对人的视觉反映程度,IEC 推荐采用不同波形、频度、幅值的调幅波和工频电压作为载

波向工频 230V、60W 白炽灯供电照明,经观察者抽样 (> 500 人) 调查闪变觉察律 $F(\%)$ 的统计公式为

$$F = (C + D) / (A + B + C + D) * 100\% \quad (2)$$

式中 A ——没有觉察的人数;

B ——略有觉察的人数;

C ——有明显觉察的人数;

D ——不能忍受的人数。

(2) 瞬时闪变视感度 $S(t)$

电压波动引起照度波动对人的主观视觉反应称为瞬时闪变视感度 $S(t)$ 。通常以闪变觉察率 $F(\%)$ 为 50% 作为瞬时闪变视感度的衡量单位,即定为 $S = 1$ 觉察单位(unit of perceptibility)。与 $S = 1$ 觉察单位相对应的各频率电压波动值 $V(\%)$,见表 1 这是研究闪变的实验依据。

(3) 视感度系数 $K(f)$

人脑神经对照度变化需要有最低的记忆时间,高于某一频率的照度波动普通人便觉察不到,闪变是经过灯—眼—脑环节反映人对照度的主观视感,引入视感度系数 $K(f)$ 可以更为本质地描述灯—眼—脑环节的频率特性。

IEC 推荐的视感度系数

$K(f) =$ 产生同样视感度的 8.8Hz 正弦电压波动/产生同样视感度的 f Hz 正弦电压波动

(4) 短时间闪变严重度 P_{st}

对于电弧炉等随机变化负荷的电压波动,不仅要检查其最大电压波动,还要在足够长时间(至少取 10min) 观察电压波动的统计特性。而 P_{st} 正是描述短时间闪变的统计值,作为 IEC 推荐闪变仪的输出量,文中将对其计算过程进行详细介绍。

除上述各量,还有描述人脑神经对照度变动的记忆时间 t_j 、相对 P_{st} 的长时间闪变严重度 P_{lt} 、描述多个闪变源总闪变干扰合成的等值严重度 A_{st} 和 A_{lt}

收稿日期: 1999-06-23; 改回日期: 1999-08-31

作者简介: 刘亚洲(1975-),男,硕士研究生,研究方向为电能质量检测。

了解闪变的相关知识后,下面将介绍如何正确地测量和评定电网闪变状况。IEC 闪变标准规定低压和中压电网的闪变兼容值为 $P_{st} = 1$ 。这是针对工频(50Hz 或 60Hz)标称电压为 230V 的照明供电。而对于高压网和中压网一般不直接连接照明设备,但还是公认需要给出闪变的规划值(planning levels),用于规划电力网中所有负荷对供电系统的冲击影响。IEC 规定中压网 $P_{st} = 0.9$,高压网 $P_{st} = 0.8$ 。

以往,我国大都采用日本的 V_{10} 闪变测量方法制成的闪变分析仪,即输出折合成 10Hz 的闪变值。在 1982 年 IEC 闪变标准正式公布后,国际上纷纷采用。为与 IEC 推荐的闪变仪协调一致,日本也已将其闪变标准与 IEC 取得统一。日本居民照明供电的标称电压为 100V,而 100V、60W 的白炽灯比 230V、60W 的白炽灯的灯丝粗、热惯性大,发生同样的照度波动时前者所施加的电压波动比后者为大。因此日本 100V 照明供电规定闪变兼容值相当于 $P_{st} = 1.34$ 。在实际应用中 P_{st} 和 V_{10} 数值转算的经验公式,可取 $P_{st} = 3 V_{10}$ 。

IEC 推荐的闪变检测方法是以模拟方式进行规定的。它对数字式方法没有具体的指导,但又规定只要符合要求,采用数字式方法也是可以的。由于被测信号的动态范围较大,模拟技术对电路要求较高,而用数字技术则没有这类问题的发生,并能保证有足够的精度^[1]。为此,本文将介绍 IEC 闪变检测方法,并设计 IEC 闪变检测方法的数字化实现方案。这可为以后数字化闪变仪的研制提供参考。

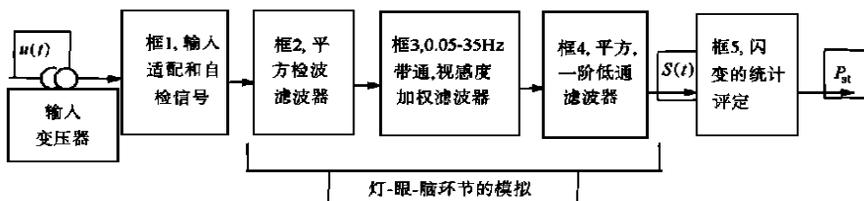


图1 IEC 推荐的闪变仪框图

2 IEC 闪变检测方法

国际电工委员会(IEC)依据 1982 年国际电热协会(UIE)的推荐,于 1986 年给出了闪变仪的功能和实际规范,1992 年 UIE 又作出详细的论述,其框图如图 1 所示。按此原理和框图制作的闪变仪,已在英、法、德、意和比等五国进行联合测试,并证明完全符合要求^[2]。为此这里将介绍一下 IEC 检测方法。

框 1,将输入的被测电压适配成适合仪器的电

压数值,并能发生标准的调制波的电压作仪器自检用。

框 2 至框 4,为对灯—眼—脑环节的模拟。

框 2,模拟灯的作用,用平方检测方法从工频电压波动中解调出反映电压波动的调幅波。闪变仪要求对二倍工频 100Hz(或 120Hz)的衰减须在 90dB 的数量级,这个衰减作用要由平方检测滤波器和模拟人眼频率选择特性的加权滤波器完成。6 阶巴特沃斯(Butterworth)低通滤波器(又称最平坦低通滤波器)的截止频率为 35Hz。另外,由截止频率为 0.05 Hz 的一阶高通滤波器能较容易地抑制直流分量。

框 3,模拟人眼的频率选择特性。IEC/UIE 推荐的传递函数,如式(1),实质上是用传递函数 $K(s)$ 逼近觉察率为 50%的视感度曲线。 $K(s)$ 以乘积形式表述,乘积的前一项对应二阶带通滤波,再乘以含有一个零点和两个极点的后一项所对应的补偿环节,即

$$K(s) = \frac{K_1 s}{s^2 + 2s + 1} \times \frac{1 + \frac{s}{2}}{(1 + \frac{s}{3})(1 + \frac{s}{4})} \quad (3)$$

其中, $K = 1.74802$, $\omega_1 = 2 \times 4.05981$, $\omega_2 = 2 \times 9.15494$, $\omega_3 = 2 \times 2.27979$, $\omega_4 = 2 \times 1.22535$, $\omega_5 = 2 \times 21.9$

框 4,模拟人脑神经对视觉反映和记忆效应。为反映光照度暂态变化的能见度,增加平方和积分两个滤波功能。闪变信号的平方,模拟非线性的眼—脑觉察过程;闪变信号的平滑平均,模拟人脑的记忆效应,其积分功能由一阶 RC 低通滤波器来实现,其传函的时间常数为 300ms。

其传函的时间常数为 300ms。

框 5 为闪变的统计分析,即根据框 4 输出的 $S(t)$ 进行在线统计分析或将其输出录波做离线统计分析求得并输出短时闪变严重度 P_{st} 。其通常求解过程为:将输出 $S(t)$ 恒速采样(采样频率不小于 50Hz 且要远大于

35Hz),得到一段时间(至少 10min)内的 $S(t)$ 离散值,然后利用 5 个规定值(gauge points)计算

$$P_{st} = \sqrt{0.0314 P_{0.1} + 0.0525 P_1 + 0.0657 P_3 + 0.28 P_{10} + 0.08 P_{50}} \quad (4)$$

式中 5 个规定值 $P_{0.1}$ 、 P_1 、 P_3 、 P_{10} 和 P_{50} 分别为在此时间段内瞬时闪变视感度 $S(t)$ 超过 0.1%、1%、3%、10%和 50%时间的觉察单位值。造成电压波

动的波动性负荷可分为周期性和非周期性两类,其中周期性或近似周期性的波动性负荷对闪变的影响更为严重,而且重复频率为5~12Hz的电压波动所造成的照明闪变尤为严重。对于周期性稳定的电压波动,在式(4)中 $P_{0.1} = P_1 = P_3 = P_{10} = P_{50} = S(t)$, 故可得

$$P_{st} = \sqrt{0.5096S(t)} = 0.714 \sqrt{S(t)} \text{ 或 } P_{st} = 0.7 \sqrt{S(t)} \quad (5)$$

本文例程输出的 P_{st} 即按此公式给出(其中 $S(t)$ 取稳定平均值)一般当 $P_{st} < 0.7$ 时,觉察不出闪变;当 $P_{st} > 1.3$ 时,则闪变使人感到不舒服,故 IEC 推荐 $P_{st} = 1$ 作为低压供电的闪变限值,称为单位闪变(unit flicker)。

3 IEC 闪变检测方法的数字化实现

3.1 平方检波滤波器环节设计

此处选择采样频率为 $f_s = 400\text{Hz}$ 。设计截止频率为 35Hz 的低通 6 阶巴特沃斯滤波器,结果如下式

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^6 b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^6 a_k z^{-k}} \quad (6)$$

其中, $a_1 = -3.8807$, $a_2 = 6.5355$, $a_3 = -6.0495$, $a_4 = 3.2276$, $a_5 = -0.9374$, $a_6 = 0.1155$, $b_0 = 0.0002$, $b_1 = 0.0010$, $b_2 = 0.0026$, $b_3 = 0.0034$, $b_4 = 0.0026$, $b_5 = 0.0010$, $b_6 = 0.0002$

它的幅频特性如图 2。

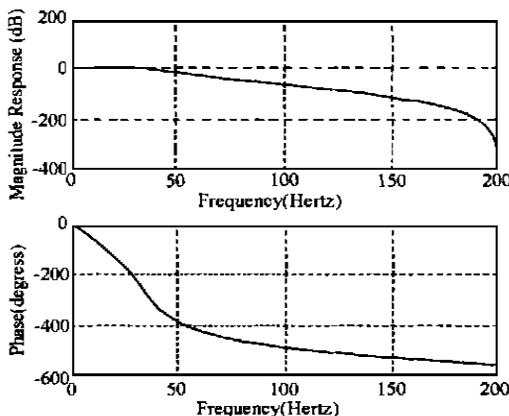


图2 六阶低通巴特沃斯滤波器幅频特性

之后,设计一阶 0.05Hz 高通滤波器来滤除直流分量。此处仍采用巴特沃斯滤波器,其结果为

$$H(z) = \frac{0.9996(1 - z^{-1})}{1 - 0.9992z^{-1}} \quad (7)$$

但通过仿真我们发现一阶高通滤波的结果需要很长时间才能收敛,如图 4(c),在 5s 时调幅波仍然未能收敛到最终结果。这是由于原始信号经过平方后产生了较大的直流分量而造成的。这不利于以后的统计分析,也势必增加计算量和计算时间。因此,必须高通滤波前先快速的滤出直流分量,这里采用平均滤波的方法,即先对整个信号取均值,此后在信号中减去该平均值,这样便可去除绝大部分的直流分量,然后再进行高通滤波。这样可使整个环节的收敛速度大幅度提高。由图 4(d) 可以看到,加入了一个减掉平均值的中间过程后,在 2s 时调幅波便已收敛结束。

3.2 模拟人眼的频率特性环节设计

将式(3)的 $K(s)$ 由频域转化为 z 域。这实际上是将模拟滤波器转换成数字滤波器,滤波器的模拟-数字转换方法众多,常用的如冲击不变法、阶跃不变法、微分映射法和双线性变换法。其中双线性变换法使 s 平面与 z 平面单值一一对应,具有变换操作简单和不存在混叠等特点。为此,此处利用双线性变换法进行转换,公式如下

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (8)$$

其中, T 为采样周期。变换后有

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^4 b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^4 a_k z^{-k}} \quad (9)$$

其中, $a_1 = -3.548754$, $a_2 = 4.714548$, $a_3 = -2.776010$, $a_4 = 0.610325$, $b_0 = 0.009351$, $b_1 = 0.000329$, $b_2 = -0.018373$, $b_3 = -0.000329$, $b_4 = 0.009022$

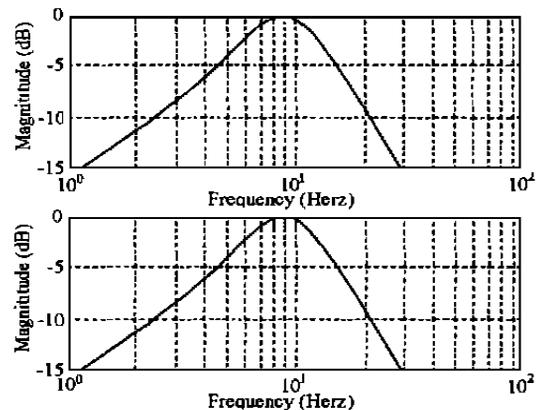


图3 模拟式(上图)和数字式(下图)模拟人眼环节的频域响应对比图

数字式的频率响应与模拟的频率响应对比图如图 3。由图可见,利用双线性方法设计的滤波器在

关键频段实现了良好的转换。由图 2 有在 100Hz 处衰减为 65dB,在模拟人眼环节中 100Hz 时衰减为 38dB,由此有整个过程使 100Hz 衰减 103dB,完全达到设计要求。

3.3 模拟人脑神经对视觉反映和记忆效应环节设计

IEC 规定的 RC 滤波器时间常数为 300ms,所以模拟的传函可表诉为

$$G(s) = \frac{K}{0.3s + 1} \quad (10)$$

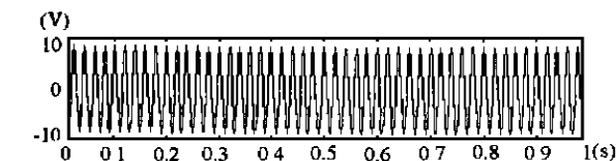
利用双线性变换变成 Z 域表达式,有

$$H(z) = \frac{0.00415 K(1 + z^{-1})}{1 - 0.99170z^{-1}} \quad (11)$$

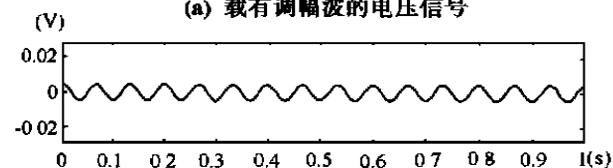
此处 K 为增益系数。由于 IEC 的闪变结果为归算至 8.8Hz 的闪变值,故这里利用 IEC 给出的使瞬时闪变视感度 $S=1$ 时的 8.8Hz 的电压波动值来决定 K 的取值。既有当 $f=8.8\text{Hz}$, $V=0.25\%$ 时取 $K=63.7864$ 有 $S=1$,则最终有

$$H(z) = \frac{0.26471(1 + z^{-1})}{1 - 0.99170z^{-1}} \quad (12)$$

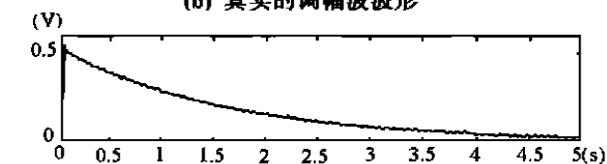
由上述环节可得 $S(t)$ 的变化曲线,如图 5,然后利用 $S(t)$ 便可得到短时闪变严重度 P_s 值。



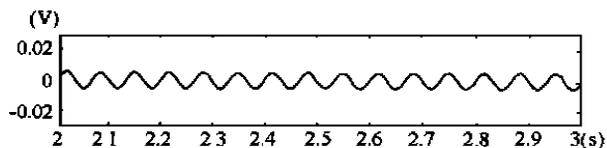
(a) 载有调幅波的电压信号



(b) 真实的调幅波波形



(c) 一阶高通滤波器后的波形



(d) 改进后得到的调幅波波形

图 4 调幅波的提取

4 仿真结果

4.1 调幅波的提取

现构造调幅波如下式

$$i(t) = 0.433/\sqrt{2} * \cos(2 * 15 * t) \quad (13)$$

令载波的工频电压为 10V,则调幅波的检测过程中的各个波形如图 4 所示。对比图 4(b)和 4(d),可以看出检测出的调幅波与理想的调幅波波形基本一致,检测方法的仿真结果良好。

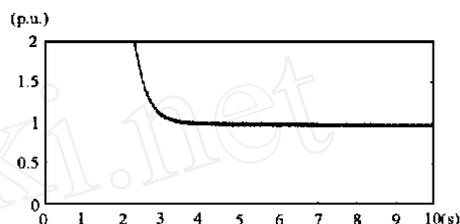


图 5 瞬时闪变视感度变化曲线

4.2 闪变的提取

利用上面得到的调幅波波形,按照 IEC 的检测方法即通过模拟人眼的频率选择特性和模拟人脑神经对视觉反映、记忆效应可以得到瞬时闪变视感度 S 变化曲线,如图 5。可以看出,在 3s 处瞬时闪变视感度的值进入稳态,结果为 0.976。IEC 通过大量的实验得到使 $S=1$ 时的各个频率电压波动 V ,见表 1。本文根据这些数据进行仿真,得到对应的瞬时闪变视感度 S 结果如表 1。从表中可见数字式实现方法效果良好。

表 1 对应 IEC 瞬时视感度 $S=1$ 的各频率电压波动的数字式闪变检测 S 值列表

频率 $f(\text{Hz})$	电压波动 $V(\%)$		视感度 $S(\text{p.u.})$	
	正弦波	矩形波	正弦波	矩形波
5.0	0.398	0.293	0.991	0.955
7.0	0.280	0.217	0.995	0.988
8.8	0.250	0.199	1.000	1.035
10.0	0.262	0.205	1.010	1.002
12.0	0.312	0.246	0.987	1.004
14.0	0.388	0.308	0.975	1.004
16.0	0.480	0.380	0.972	1.008
18.0	0.584	0.461	0.973	1.035
20.0	0.700	0.552	0.979	0.995

5 结语

随着数字技术、计算机技术在电力系统中应用的逐步成熟,数字式闪变检测分析仪必将成为未来的一种趋势。本文针对 IEC 推荐的闪变检测方法给出了数字化实现的方案,它可直接嵌(下转第 28 页)

$0.3 I_{N2} = 3.936 \times 0.3 = 1.181A$, 加上变压器额定负载情况下可能出现的不平衡电流 $I_{unb} = (K_{aper} \cdot K_{ss} \cdot f_{er} + U + f) \cdot I_{N2}$, 因为计算的是变压器额定负载情况下的不平衡电流, 所以取 $K_{aper} = 1$, 则 $I_{unb} = (1 \times 1 \times 0.1 + 0.1 + 0.008) \times 3.936 = 1.102A$, 通过差回的电流为 $1.181 + 1.102 = 2.28A$, 大于差动保护的整定值 $2A$, 差动保护瞬时动作。在现行的整定原则下, 过励保护能动作时, 比率制动式差动保护也会动作, 而后者是不带时限的。

近年来, 发电容量不断增加, 加之工业结构调整, 电力系统呈供过于求的局面。随着生活水平的不断提高, 生活用电比例不断提高, 电力系统峰、谷负荷差值越来越大, 这样带来电压波动较大, 再考虑其它因素(如高压线路的充电电容引起线路末端电压升高, $220kV$ 的线路, 每百公里可使电压升高约

3%), 变压器过励磁的可能性增加。因过励磁保护动作时间长, 差动保护切除了过励磁故障。前述某电网比率制动式差动保护的“误动作”, 不排除有切除过励磁的可能性。

5 结论

比率制动式变压器差动保护必须考虑变压器过励磁问题。按现行的比率制动变压器差动保护和变压器过励磁保护方式整定, 变压器过励磁时只能是差动保护动作。

要解决好过励磁时比例制动式差动保护的配合问题, 可采取两种措施, 一是在整定 $I_{act.min}$ 时, 引入反应励磁电流的系数, 这当然会降低差动保护反映短路故障的灵敏度。二是考虑过励磁保护与差动保护的配合, 如让过励磁保护瞬时发信号等。

Analysis about overexcitation causing differential protection "maloperation" of the transformer of ratio braking style

LI Huo-yuan

(Wuhan Electric Power School, Wuhan 430079, China)

Abstract: This paper, from quantitative angle and by drawing and calculating, analyses the operating state of differential protection of ratio braking style-transformer during overexcitation and discusses the cooperation of the overexcitation protection and the ratio braking style differential protection. The author think it is not maloperation that the overexcitation causes the action of ratio braking style differential protection under current adjust-fixing principle. The paper offers a thinking for analysing unidentified cause action of BCD-24.

Keywords: overexcitation; ratio braking; differential protection; maloperation

(上接第21页) 入软件实现调幅波与闪变的数字化测量。通过仿真, 我们看到数字化方法的效果良好, 能够满足要求。

参考文献:

[1] Lassi Toivonen, Jorma Morsky. Digital Multirate Algorithms for

Measurement of Voltage, Current, Power and Flicker. IEEE Transactions on Power Delivery, 1995, 10(1): 116 - 126,

[2] 孙树勤. 电压波动与闪变. 中国电力出版社, 1998.

The digital realization of IEC's flickermeter

LIU Ya-zhou, LI Wei, JI Yan-chao, LIU Zhuo

(Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

Abstract: This paper introduces the way of measuring flicker presented by International Electrical Committee(IEC). Then, based on it, this paper designs a digital way of measuring flicker and promotes the original way of decomposing voltage fluctuation, so that the original analogue way can be used in digital meters. At last, it presents the simulation results.

Keywords: flicker; power quality; voltage fluctuation