

基于虚拟仪器的数字闪变仪的设计

邢耀广, 黄纯, 刘稳坚, 武艳华
(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 研究了基于虚拟仪器的数字闪变仪的设计和实现中的关键技术, 提出基于 FFT分析法的闪变测量方案和具体实现方式, 分析采样参数选择、有效值测量算法、电网频率变化及电网谐波等因素对测量结果的影响, 提出相应提高测量精度的对策。设计方法已应用于实际测量仪器的研制。

关键词: 闪变; 虚拟仪器; 电压波动; 误差分析

中图分类号: TM71; TM864 **文献标识码:** B **文章编号:** 1003-4897(2006)11-0071-07

0 引言

电压波动与闪变是衡量电能质量的重要指标。电力系统冲击性负荷的增加, 加大了电网供电系统电压波动、闪变的严重程度。随着我国电能质量管理工作的日益完善, 电压波动和闪变测量仪器在系统中的应用也越来越多, 将个人计算机、仪器硬件和计算机软件有机结合起来虚拟仪器充分利用个人计算机的各种资源, 只用很少的仪器硬件就能开发出功能丰富的仪器, 具有开发周期短, 使用方便灵活, 测量功能易于扩展等优点。本文对基于虚拟仪器的数字闪变仪的实现进行一些探讨。

1 软件开发工具及硬件的选择

VB、VC等各种软件开发平台都可以用来进行虚拟仪器的开发, 这里推荐 NI公司的 LabVIEW。LabVIEW是一种专用的虚拟仪器开发平台软件, 在国际测控领域有很高的普及率。它利用 G语言(即图形化语言)进行编程, 提供丰富的仪器驱动程序, 大量的分析模块和方便的可视化界面开发手段, 简便易学, 可大大缩短虚拟仪器系统的开发周期。

针对系统功能和规模, 选取 PC机加 PCI数据采集卡的体系结构。一般的数据采集卡价格不高, 具有较多的通道数、各种触发方式、数字输出及模拟输出等各种功能, 便于进行仪器功能的扩展和系统的升级; 如采用 LabVIEW编程, 最好选用 NI公司的数据采集卡, 可以方便地利用 LabVIEW提供的各种 V I对采集卡进行操作, 其它公司如 advantech的数据采集卡也可以选择, 因为它提供了针对 LabVIEW

的驱动程序; 如果选用另外的 DAQ卡, 需编写 DLL文件开发驱动程序, 将增加开发的复杂性。

2 闪变数字化计算方法的选择

在我国 2000年颁布的电压波动与闪变国家标准中, 对闪变的计算以 IEC推荐标准为准。IEC给出的闪变仪原理框图如图 1。

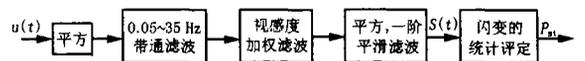


图 1 IEC推荐的闪变仪原理框图

Fig 1 Block diagram of flicker meter recommended by IEC

分析 IEC推荐的原理框图可得到两种常用的闪变数字化计算方法, 一种采用数字滤波的方式, 即根据 IEC推荐的原理框图设计相应的数字滤波器, 经过一系列滤波过程得到瞬时闪变视感度曲线 $S(t)$, 再对 $S(t)$ 进行统计评定, 得到最终的短时间闪变值 $P_{st}^{(1)}$ 。此种方法的计算量相当大, 要实现实时测量对 CPU速度要求很高。

第二种方法是 FFT分析法, 原理如下。

电压瞬时值可表示为工频载波的调制波形式:

$$u(t) = A [1 + B(t)] \cos t \quad (1)$$

其中: A 、为载波的幅值和角频率, $B(t) = \sum m_i \cos \omega_i t$ 为电压调幅波, m_i 、 ω_i 为调幅波中各频率分量幅值和角频率。

图 1中电压信号平方并通过带通滤波器的过程, 即电压调幅信号解调的过程, 可简化为求取工频整周期或半周期的电压均方根值曲线的过程^[2]。每间隔相等的时间求一个整周波或半周波电压均方根值得到一段时间内一组电压均方根值数列

基金项目: 湖南省电力科技攻关项目 (20030301)

$U(N)$, 通过这种方式可以实现对电压均方根值曲线的采样; 图 1 中加权滤波、平方和一阶平滑滤波过程可简化为低频周期信号傅里叶分解, 各次谐波分量的均方根值乘以各加权系数后的平方和的过程^[2]。因此, 对一段时间内的 $U(N)$ 进行 FFT 变换, 各频率谐波分量的均方根值乘以各加权系数后再求平方和可得瞬时闪变值 p (相当于 $S(t)$ 上的离散点), 再对 10 min 内得到的数十个 p 值进行统计处理, 即得短时间闪变值 P_{st} 。此种方法计算比较简便, 对硬件的要求不高, 非常适合用虚拟仪器来实现。本文的分析均基于此种算法。

此外, 还有采用小波变换^[3,4]、遗传算法^[5]等方法计算闪变, 但它们存在计算时间长, 实时性差的缺点, 不适宜实现在线测量。

3 实现方法和误差分析

对所测电压信号采样时可选用固定采样频率, 按固定采样点数目进行计算, 这使得计算和编程都十分方便。如, 可采用采样速率 6 400 samples/s, 每隔 25 个采样点计算一次半周波 (64 个采样点) 电压均方根值, 得到 2 048 个均方根值, 构成一组均方根值数列 $U(N)$ (时长 8 s)。对 $U(N)$ 进行 FFT 变换, 得电压波动信号各频率分量的均方根值; 若波动信号有 k 个频率分量, 由式 (2) 可得各频率电压波动值 $d_i, i=1 \sim k$ 。

$$d = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_N} \times 100\% \quad (2)$$

式中: $U_{\max} - U_{\min}$ 为某频率波动信号的峰值, U_N 为基波电压有效值。

设各波动频率下使 $S(t) = 1$ 的电压波动值大小为 D_i , 则每 8 s 可获得一个 p 值:

$$p = \sum_{i=0}^k \left(\frac{d_i}{D_i} \right)^2 \quad (3)$$

式中: D_i 的大小可以在 IEC6100-4-15 标准上查到, 不过标准只提供了部分频率点上的值, 要得到各个频率下 D_i 值, 需要进行插值拟合, 插值拟合可以预先离线处理, 把得到的各个频率下对应的电压波动值处理后存为加权参数表格, 供程序运行时查表用。对 p 进行统计计算得短时间闪变值 p_{st} , 统计计算方法如文献 [2]。

3.1 有效值算法及闪变校验参考值

由于通常无法直接发出“电压均方根值”按正弦波动的信号, 而可以发出用式 (1) 表示的信号, 所以分析闪变仪工作情况时常用式 (1) 表示的信号作

为校验信号, 为方便分析, 只考虑调幅波为单一频率的情况, 式 (1) 成为:

$$u(t) = A(1 + m \cos t) \cos t \quad (4)$$

设 $T = 2\pi$, 式 (4) 表示的电压信号在一个工频周波内的电压均方根值为^[6]:

$$U(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u^2(x) dx} = \frac{A}{\sqrt{2}} [1 + \frac{m}{2} \sin(\frac{T}{2}) \cos t] = \frac{A}{\sqrt{2}} (1 + m \cos t)$$

式中: $\frac{m}{2} \sin(\frac{T}{2}) = \frac{\sin(\frac{f}{f_0})}{f/f_0}$, 其中 f 为调幅波频率, f_0 为工频。称为衰减系数, 与调幅波频率相关。

新颁布的 GB-12326-2000 标准对电压波动的定义做了修改, 同 IEC 标准一样, 均以半个基波周期的电压均方根值波形为定义基础。同样对式 (4) 表示的信号, 半周波电压均方根值为:

$$U(t) = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{-T/4}^{T/4} u^2(x) dx} = \frac{A}{\sqrt{2}} [1 + \frac{2m}{2} \sin(\frac{T}{2}) \cos t] = \frac{A}{\sqrt{2}} (1 + m \cos t)$$

$$\text{式中: } \frac{2m}{2} \sin(\frac{T}{2}) = \frac{\sin(0.5 f/f_0)}{0.5 f/f_0}。$$

按电压波动定义, 由式 (2), 信号的电压波动值应为:

$$d = 2m \times 100\% \quad (5)$$

由于 d 和 p 的差别, 采取整周波方式测量的闪变仪所测电压波动结果与采用半周波方式所得不同, 二者比值约为 $1/2$ 。考虑到电压波动的定义基于半基波周期电压均方根值波形, 因此, 无论闪变仪通过计算半周波还是整周波电压均方根值方式得到 $U(N)$, 其校验均参考式 (5) 的结果。考虑到 d 是求闪变过程中的中间量, 下文中对闪变仪的误差分析均以 d 值为参考量。

3.2 采样参数选择及误差分析

数列 $U(N)$ 的元素个数必须为 2 的幂次方以满足 FFT 对数据点数的要求; $U(N)$ 相当于对半周波电压均方根值曲线的采样, 而电压波动信号的频谱范围在 0.05 ~ 35 Hz 之间, 根据采样定理, 抽样电压均方根值的频率至少应为 70 Hz, 一般取值 100 Hz 或更高, 即间隔半个工频周波或更短时间求取一个电压均方根值; 确定了 $U(N)$ 的元素个数及抽样频率可知 FFT 变换的频谱分辨率, 选择较小的频谱分辨率可以减小测量的误差^[7], 但较小的频谱分辨率

意味着较大的信号时长,考虑到波动信号和被测信号本身的一些参数随时会发生变化,较大的 $U(N)$ 信号时长有可能引起较大的误差,因此 $U(N)$ 的信号时长需综合考虑,一般取 10 s 左右。并非所有符合上述条件的采样测量参数都有好的测量结果,还需根据具体情况进行分析。

定义符合上述条件的 3 组不同的采样测量参数如下,分析其对闪变仪测量结果的影响:

<方案 1> 采样速率 6 400 Hz,每隔 25 个采样点计算一次半周波(64 个采样点)电压均方根值,电压均方根值的抽样频率为 256 Hz,均方根值数列 $U(N)$ 共 2 048 个元素(对应时长 8 s)。

<方案 2> 采样速率同上,每隔 64 个采样点

(半个周波)计算一次半周波电压均方根值(电压均方根值的抽样频率为 100 Hz),均方根值数列 $U(N)$ 共 1 024 个元素(时长 10.24 s)。

<方案 3> 采样速率同上,每隔 32 个采样点(四分之一周波)计算一次半周波电压均方根值,均方根值数列 $U(N)$ 共 2 048 个元素(时长 10.24 s)。

3.2.1 标准校验信号下的误差比较

按式(4)构造校验信号,令 $m = 0.005$,选择调幅波频率如表 1 中 f_s 表中“校验值”为根据式(5)计算所得值。选用不同的测量方案,闪变仪测量结果如表 1。

表 1 三种方案下的闪变仪测量结果

Tab 1 Measurement results with different sampling parameters

f/Hz	1	5	8.75	10	15	20	25	30
校验值 $d/(\%)$	0.999 8	0.995 9	0.987 5	0.983 6	0.963 4	0.935 5	0.900 3	0.858 4
方案 1 测量值	1.000 0	0.996 0	0.987 6	0.983 6	0.963 6	0.935 6	0.900 4	0.858 4
f/Hz	3.32	6.64	8.30	9.96	15.43	20.02	25.00	29.20
校验值 $d/(\%)$	0.998 2	0.992 8	0.988 7	0.983 8	0.961 3	0.935 4	0.900 3	0.865 5
方案 2 测量值	0.999 2	0.997 2	0.995 6	0.993 6	0.984 8	0.974 4	0.960 4	0.946 0
方案 3 测量值	0.998 0	0.992 8	0.988 8	0.983 6	0.961 2	0.935 2	0.900 4	0.865 6

分析方案 1 和方案 2、3 时选择的调幅波频率不同,这是因为方案 1 和方案 2、3 中 $U(N)$ 信号时长不同。FFT 分析得到的频谱都集中在固定的频率点上,设所分析信号的时长为 T ,采样数据点数为 $N = Tf_s$,则能够计算得到的频率点为 $X(f_i)$, $f_i = if_s/N = i/T$, $i = 0, 1, 2, \dots, N/2$ 这就是 FFT 分析的栅栏效应。若被采样信号的频率恰好等于 f_i ,对此信号就能做到整周期采样而不会发生频谱泄漏现象,测得的信号频谱仅分布在该频率点上,测得有效值与实际相符;否则信号频谱将分布在多个频率点上,难以确定其有效值。表 1 中所取频率在所采用方案下不会引起频谱泄漏,这样可以方便我们评估测量结果。观察方案 1 和方案 3 的测量结果,和计算所得的校验值基本一致。方案 2 所测结果明显偏大,其原因将在下面进行讨论。

测量中发现,闪变仪测得的 $U(N)$ 频谱除含有调幅波的频率成分外还含有较明显的额外频率成分,这些频率成分幅值不大,其频率与调幅波频率 f 及电压均方根值的抽样频率相关。图 2 是校验信号调幅波频率为 25 Hz 时在几种不同的测量参数下所得 $U(N)$ 频谱(本文中凡频谱图横坐标频率单位均为 Hz,纵坐标电压单位为 V,代表相应频率成分的

电压有效值大小;凡波形图横坐标时间单位为 s,纵坐标电压单位为 V)。经分析,额外频率成分来自于均方根值曲线中本身含有的高频信号^[8],其实际频率大小为 $f_{\text{extr}} = (100 \pm f)$ Hz;设电压均方根值的抽样频率为 f_{UN} ,由采样定理, $f_{\text{UN}} > 2f_{\text{extr}}$ 时上述高频信号在频谱图上保持其固有频率值不变,如图 2(a); $f_{\text{UN}} < 2f_{\text{extr}}$ 时由于对上述高频信号采样频率不足,频谱图上其频率发生偏移,可求得此时频谱图上得到的额外频率成分应当为 $|f_{\text{UN}} - f_{\text{extr}}|$ (Hz),如图 2(b) (25 Hz 谱线左右两根谱线频率为 25 ± 6.67 Hz);当抽样电压均方根值的频率等于 100 Hz 时出现特殊情况,此时 $|f_{\text{UN}} - f_{\text{extr}}| = f$,频谱图上看不到额外频率成分,如图 2(c),这种情况下波动信号的实际谱值受到影响,如表 1 数据所示。除方案 2 外,在其他各种方案下(采用不同的 f_{UN})测得的电压波动值均与理论值相近(包括表 1 中未列的方案,选择无频谱泄漏的频率点测量);但是由上面的推导,考虑到引起闪变的波动电压频率范围是 0.05 ~ 35 Hz,理论上当 f_{UN} 小于 170 Hz 时就可能使额外频率成分进入闪变的频谱范围,且随着 f_{UN} 的减小这种情形将十分严重,实践中观察到的情况正是如此。这将对瞬时闪变值 p 的计算造成一定的影响。

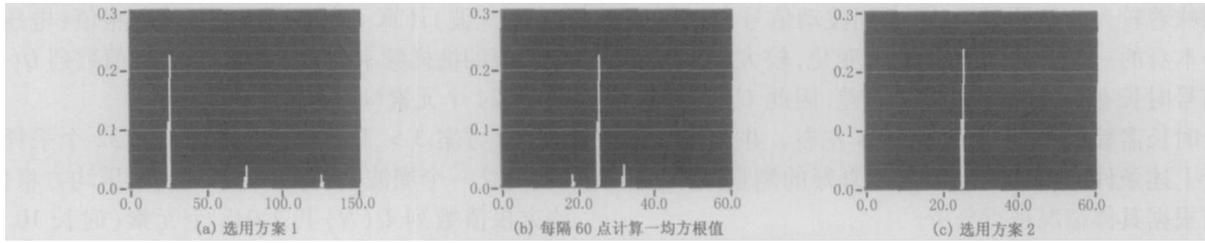


图 2 调幅波为 25 Hz 信号的 $U(N)$ 频谱

Fig 2 Spectrograph of $U(N)$ gotten from signal with 25 Hz amplitude modulation wave

表 1 中所列均为无频谱泄漏的情况以方便对测量结果做评估。对有频谱泄漏的情况，FFT 变换后所得波动电压频谱将分布在波动信号实际频率两侧的各频率点上，如图 3。这里粗略分析频谱泄漏对闪变值计算的影响。

同样考虑波动信号为单一频率成分。设采样波动信号长 $k+m$ 或 $k-m$ 个周期， k 为正整数， $m \in [0, 5]$ 。设波动电压信号的采样值序列为 $u_i (i=0, 1, \dots, N-1)$ ，经 DFT 变换得 $U_k (k=0, 1, \dots, N-1)$ 。

按帕塞瓦尔 (Parseval) 定理有 $\sum_{i=0}^{N-1} |u_i|^2 = \frac{1}{N} \cdot$

$\sum_{k=0}^{N-1} |U_k|^2$ ；采样点数不变，微调采样频率形成整周期采样，采样波动信号 k 个周期。此时设波动电压信号的采样值序列为 $u_i (i=0, 1, \dots, N-1)$ ，由 DFT 变换得 $U_k (k=0, 1, \dots, N-1)$ ，由于是整周期采样，

所以 U_k 只在一点上有值，设为 U_{k_0} ，有 $\sum_{i=0}^{N-1} |U_i|^2 =$

$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U_k|^2 = \frac{1}{N} |U_{k_0}|^2$ 。显然，在 k 比较大的情况下 (如前述，计算闪变时采样时长一般在 10 s 左右，因此频率大于 1 的波动信号都能较好地满足这一条件) 有：

$\sum_{i=0}^{N-1} |u_i|^2 = \sum_{i=0}^{N-1} |u_i|^2 = NU_{ms}^2$ ，由以上三式得：

$|U_{k_0}|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |U_k|^2$ 。设波动信号实际有效值为 x_{k_0} ，由频谱图得到各频率点上的有效值为 $x_k (k=0,$

$1, \dots, N-1)$ ，由上式： $|x_{k_0}|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |x_k|^2$ 。如图 3，波动信号实际频率两侧各频率点谱值降低的很快，为简化分析，忽略除幅值较高的 9 个点外其它频率点的值，设紧邻波动信号实际频率，谱值最大的频率点编号： $k=p$ ：

$|x_{k_0}|^2 = \sum_{k=p-4}^{p+4} |x_k|^2$ 。由式 (2)，有： $|d_{k_0}|^2 =$

$\sum_{k=p-4}^{p+4} |d_k|^2$ ，频谱分辨率较高的情况下频谱图上

相邻几个频率点频率相差不大，则相应频率下使 $S(t) = 1$ 的电压波动值大小 D_k 差别也不大，由式

$$(3): p = \left(\frac{d_{k_0}}{D_{k_0}}\right)^2 = \sum_{k=p-4}^{p+4} \left(\frac{d_k}{D_{k_0}}\right)^2 = \sum_{k=p-4}^{p+4} \left(\frac{d_k}{D_k}\right)^2$$

。可知在出现频谱泄漏的情况下按 FFT 分析法求取闪变值误差虽难以避免，但得到的闪变值与实际值仍有较大程度的近似性。电压波动信号实际频率离无泄漏的频率点越近，产生的误差越小。

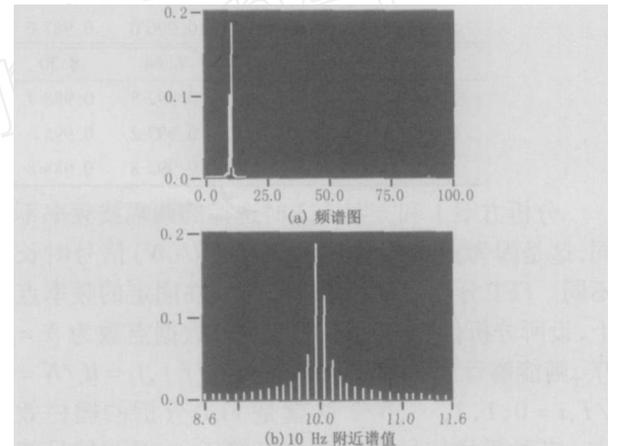


图 3 用方案 3 测量表 1 中 10 Hz 调幅波校验信号所得波动电压频谱

Fig 3. Spectrograph gotten from check signal with choice No. 3

由上，为减小测量误差，我们希望有较高的抽样电压均方根值的频率和较高的频谱分辨率即 $U(N)$ 信号对应时长，但这样会使 $U(N)$ 的元素个数变大，增加计算量。具体选择应根据实际情况综合考虑。

3.2.2 电网频率波动对测量结果的影响

采用 FFT 分析法时采样频率固定，而电力系统频率是有波动的。电力系统正常频率偏差允许值为 $\pm 0.2 \text{ Hz}$ 。当系统容量较小时，偏差值可以放宽到 $\pm 0.5 \text{ Hz}$ 。

对方案 2 进行分析，在信号频率 f_{sys} 略微偏离 50 Hz 时，用此种方案采样标准正弦信号求得的 $U(N)$ 符合一定规律，将恰好按正弦变化，变化频率为

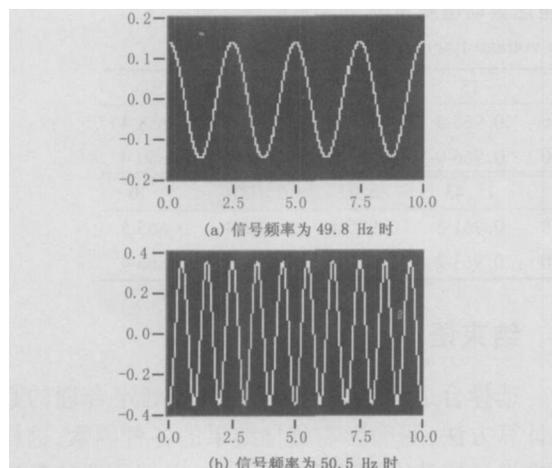


图 4 用方案 2 对标准正弦信号采样所得 $U(N)$ 波形

Fig 4 Waveforms of gotten from sampling sinusoidal signal with choice No 2

$2/f_{\text{sys}} - 50\%$ 。如图 4 所示 (标准正弦信号幅值为 100 V)。

若信号含电压波动,上述频率成分将进入电压波动的频谱。对方案 2,系统频率偏差大于 0.025 Hz 时,上述频率成分就会进入电压波动的频率范围。相同的原理,采用电压均方根值抽样频率接近 100 Hz 的其它方案测量,容易在电压波动的频率范围内引入误差,经实际测算,要想避免这一误差的引入,电压均方根值的抽样频率最好大于 135 Hz,此种情况下对 50 Hz 附近标准正弦信号采样所得 $U(N)$ 频率均大于 35 Hz。构造式 (4) 所示校验信号,令 $f_0 = 49.5 \text{ Hz}$, $f = 8.3 \text{ Hz}$, $m = 0.005$, $A = 100 \text{ V}$,采用方案 2 测量所得 $U(N)$ 波形和频谱如图 5。此时 8.3 Hz 处的谱值与理论值较为接近,其两侧的两个频率分量来自 3.2.1 中所述额外频率分量,条件变化后它们不再与调幅波频率相等。

与采用方案 2 时不同,采用方案 1、3 对偏离 50 Hz 的标准正弦信号采样,所得 $U(N)$ 频谱均集中在高频。因此只要 0.05 ~ 35 Hz 范围内的频率点谱值

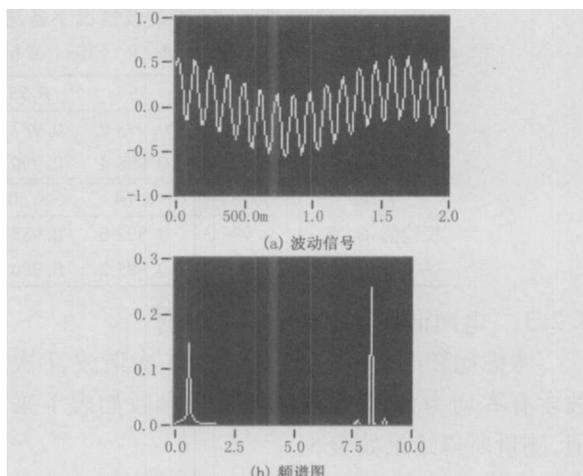


图 5 方案 2 测量结果

Fig 5 Results of measurement with choice No 2

不出现大的偏差,用 FFT 分析法计算所得的电压波动值 d 的结果就不会有大的变化。构造式 (4) 所示校验信号,令 $f_0 = 49.5 \text{ Hz}$, $f = 10 \text{ Hz}$, $m = 0.005$, $A = 100 \text{ V}$,图 6 是采用方案 1 测量得到的 $U(N)$ 波形和频谱。频谱图中 99 Hz 处的谱线与用方案 1 采样 49.5 Hz 标准正弦信号得到的频率成分相对应。

表 2 为不同系统频率下采用方案 1、3 测得的电压波动值 d 比较,所用校验信号同表 1。

表 2 中上半部分是方案 1 测量结果,下半部分为方案 3 测量结果。与表 1 数据比较,测得的 d 值相差很小。

根据上面的分析,系统频率变动对采用较小电压均方根值抽样频率的方案所测结果可能造成不利的影响;对如 1、3 的方案所测电压波动 d 及闪变值影响极小,仅会影响波动电压波形的显示。若希望显示波动电压波形,在电网频率变化缓慢的前提下可考虑在每一个瞬时闪变值 p 的计算时段之前对电网频率进行测量,并根据测量结果对下一个时段内的采样频率进行修正:按新的电网频率修正采样频率以保持每周波采样点数不变。修正的效果视系统频率波动的激烈程度而定。另一种选择是进行数字滤波,但这会增加计算量。

表 2 系统频率变化时方案 1、3 测得的电压波动值 $d/(\%)$

Tab 2 Effect of power frequency shifting on voltage fluctuation

调幅波频率 f/Hz	1	5	8.75	10	15	20	25	30
系统频率 49.5	1.000 0	0.996 0	0.987 6	0.983 6	0.963 2	0.935 2	0.900 0	0.858 4
系统频率 50.5	1.000 0	0.996 0	0.987 6	0.983 6	0.963 6	0.935 6	0.900 4	0.858 8
调幅波频率 f/Hz	3.32	6.64	8.30	9.96	15.43	20.02	25.00	29.20
系统频率 49.5	0.998 4	0.992 8	0.988 8	0.984 0	0.961 6	0.935 6	0.900 4	0.865 6
系统频率 50.5	0.998 0	0.992 4	0.988 4	0.983 6	0.961 2	0.935 2	0.900 4	0.865 2

表 3 不同谐波情况下各测量方案的电压波动值测量值 $d/(\%)$

f/Hz	1	5	8.75	10	15	20	25	30
校验值 $d/(\%)$	0.999 8	0.995 9	0.987 5	0.983 6	0.963 4	0.935 5	0.900 3	0.858 4
方案 1 测量值	1.002 4	0.998 4	0.990 0	0.986 0	0.966 0	0.938 0	0.902 4	0.860 4
f/Hz	3.32	6.64	8.30	9.96	15.43	20.02	25.00	29.20
校验值 $d/(\%)$	0.998 2	0.992 8	0.988 7	0.983 8	0.961 3	0.935 4	0.900 3	0.865 5
方案 3 测量值	1.000 8	0.995 2	0.990 8	0.986 0	0.963 2	0.936 8	0.901 6	0.866 4

3.2.3 电网谐波对测量结果的影响

考虑比较严重的情况,信号中 5 次谐波、7 次谐波含有率均为 5%,校验信号其它参数如表 1 采用值,测量所得结果如表 3。

与表 1 中数据相比较,各频率下测量值比原来稍有增加。但其误差仍然较小,在可接受的范围内,因此谐波对闪变值的测量影响不大。表中未列出方案 2 的数据,其数据也比表 1 中测量值有一定程度的增加。

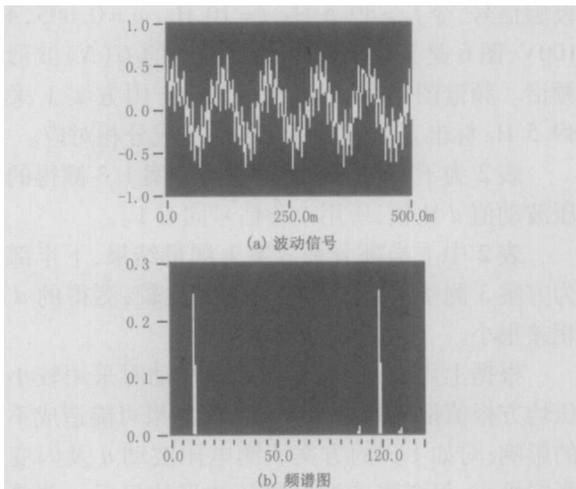


图 6 方案 1 的测量结果

Fig 6 Results of measurement with choice No 1

综上,与 1,3 两种测量方案相比,方案 2 的测量误差及受电网频率变化的影响情况均有其特殊性,会对测量结果产生不利影响,应避免使用此方案;方案 1,3 情况相似,对电压均方根值的抽样频率 f_{UN} 均大于 170 Hz,采用类似测量方案在无频谱泄漏的频率点上所得测量结果比较令人满意,测量结果受电网频率和谐波的影响也很小。但选用不同的 f_{UN} 意味着不同的 $U(N)$ 元素个数(需满足 2 的幂次方条件)和 $U(N)$ 信号时长的组合,这就需要根据设计目标和硬件条件综合考虑所需的频谱分辨率和数据计算量的大小,确定合作的 f_{UN} 。

4 结束语

选择合适的硬件及软件平台,确定合理的数字化计算方法,明确影响测量结果的各种因素,这样就不难设计出符合精度要求的基于虚拟仪器的数字闪变仪。根据文中分析选用方案 1 做为采样测量参数,并利用我们研制的“基于虚拟仪器技术的电气参数综合测试装置”的通用硬件,用 Labview 编制软件,实现了闪变的实时测量。经实验室测试,闪变测量精度达到国家相关标准。

参考文献:

- [1] 孙树勤. 电能质量技术丛书之四——电压波动与闪变 [M]. 北京:中国电力出版社, 1999.
SUN Shu-qin Power Quality Techniques—Voltage Fluctuation and Flicker[M]. Beijing: China Electric Power Press, 1999.
- [2] 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, LI Hai-xue. A Study on Calculation of Short Term Flicker Severity[J]. Power System Technology, 2001, 25(11): 15-18.
- [3] Hung S, Hsien C T. Application of Continuous Wavelet Transform for Study of Voltage Flicker-generated Signals[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electric Systems, 2000, 36(3): 925-932.
- [4] Chen M T, Meliopoulos A P S. Wavelet-based Algorithm for Voltage Flicker Analysis[A]. Proc 9th Int Conf Harmonics Quality Power, 2000, (2): 732-738.
- [5] AL-Hasawi W M, EL-Naggar K M. A Genetic Based Algorithm for Voltage Flicker Measurement[A]. IEEE MELECON. Cairo (Egypt): 2002.
- [6] 雷林绪. 对电压波动闪变仪校验的一点看法 [J]. 电网技术, 1999, 23(3): 41-43.
LEI Lin-xu. An Opinion on Calibration of Voltage Fluctuation and Flicker Meter[J]. Power System Technology, 1999, 23(3): 41-43.
- [7] 赵海翔, 陈默子, 戴惠珠. 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): 84-87.

ZHAO Hai-xiang, CHEN Mo-zi, DA I Hui-zhu Error Analysis of Discrete Calculation Method of Flicker Severity and Its Application[J]. Power System Technology, 2004, 28(13): 84-87.

- [8] 同向前, 余健明, 苏文成. 电压闪变信号发生原理[J]. 电网技术, 1996, 20(10): 44-49.

TONG Xiang-qian, YU Jian-ming, SU Wen-cheng The Principle of Generation Voltage Flicker Signal[J]. Power System Technology, 1996, 20(10): 44-49.

收稿日期: 2005-08-15; 修回日期: 2005-09-04

作者简介:

邢耀广(1980-),男,硕士研究生,从事电能质量分析与控制、虚拟仪器等方面的研究; E-mail: xingyaog@163.com

黄纯(1966-),男,博士,教授,从事电力系统自动化、电能质量分析与控制、数字信号处理等研究;

刘稳坚(1979-),男,硕士研究生,从事电能质量分析与控制、虚拟仪器等方面的研究。

Design of digital flicker based on virtual instrument

XING Yao-guang, HUANG Chun, LU Wen-jian, WU Yan-hua

(School of Electronic and Electrical Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Voltage fluctuation and flicker are two important indices for power quality assessment. With study of the key technology to design digital flicker meter based on virtual instrument, a digital calculation method based on FFT and its concrete realization way are presented. The effects of different sampling parameters, harmonics, and system frequency shifting are investigated and ways to improve measurement accuracy are given. The method discussed has been put into practice.

This project is supported by Hunan Province R & D Program (No. 20030301).

Key words: flicker; virtual instrument; voltage fluctuation; error analysis

(上接第 43 页 continued from page 43)

2000, 24(8): 37-40

- [4] Mak S T. Propagation of Transients in a Distribution Network [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1993, 8(1): 337-343.

- [5] 焦邵华, 刘万顺, 等. 配电网载波通信的衰耗分析 [J]. 电力系统自动化, 2000, 24(8): 37-40.

JIAO Shao-hua, LIU Wan-shun, et al. Attenuation Analysis of Distribution Line Carrier Channels in a Distribution Network [J]. Automation of Electric Power Systems,

收稿日期: 2005-11-07; 修回日期: 2005-11-26

作者简介:

陈晓辉(1981-),男,硕士研究生,研究方向为双向工频通信技术在农网中的应用; E-mail: cxhk@126.com

杨凌霄(1965-),女,副教授,研究方向为微机原理与应用。

Two-way power frequency automatic communication system (TWACS) signal transmission characteristic analysis by simulation

CHEN Xiao-hui, YANG Ling-xiao

(College of Electrical Engineering & Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozhuo 454003, China)

Abstract: TWACS is a new communication technology for distribution networks. This paper introduces the basic principle of TWACS and creates a simple simulation model. The generation of signal and the transmission characteristics when propagate in line and through transformers are presented. Time-scale analysis is performed by wavelet transform, and the results are helpful in signal extraction.

Key words: TWACS; transmission characteristic; distribution network; simulation