

一种提高同步相量测量装置动态性能的新算法及其测试研究

张晓莉¹, 许勇², 刘慧海¹, 汤飞², 赵颖科¹

(1. 中国电力科学研究院, 北京 100192; 2. 国网电力科学研究院, 江苏 南京 210003)

摘要: 近年来国内外对同步相量测量装置动态性能的要求成为这一领域的热点。分析了当前相量测量装置主要采用的基于频率偏移的 DFT 修正算法, 发现该算法在系统频率偏离额定频率很小的静态条件下具有很高的精度; 当系统发生如低频振荡、故障、失步等动态变化过程时, 算法的精度不够。给出一种不仅能适应于电力系统静态条件也能适应于动态变化过程的相量测量的新算法, 给出了算法的具体实现过程。最后介绍了最新制定的同步相量测量装置动态性能的测试规范项目及其测试方法。

关键词: 相量测量单元; 离散傅里叶变换; 动态量测; 电力系统

Research of a new algorithm to improve dynamic performance for phasor measurement unit and test verification

ZHANG Xiaoli¹, XU Yong², LIU Huihai¹, TANG Fei², ZHAO Yingke¹

(1. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China; 2. State Grid Electric Power Research Institute, Nanjing 210003, China)

Abstract: The dynamic performance requirement for PMU becomes a hotspot in recently years. The paper discusses DFT correction algorithm based on frequency difference which is used widely by the popular manufactory. It is obvious that DFT correction algorithm is very adaptive under power system steady condition with high accuracy. While under dynamic condition such as low-frequency oscillations, fault, out of step and so on, DFT correction algorithm is not capable. The paper presents a new algorithm to improve measurement accuracy under dynamic condition by adding FIR to DFT factors, which can also be used under power system steady condition, and also gives its concrete realization process. At last, the latest test specification and method of dynamic performance for PMU are introduced.

Key words: PMU; DFT; dynamic performance; power system

中图分类号: TM76

文章编号: 1674-3415(2015)18-0048-07

0 引言

自上世纪 80 年代相量测量技术首次提出以来, 在国内外得到了极大的关注和广泛的应用发展。国内的 PMU 子站安装数量及 WAMS 的应用规模已经成为世界之最^[1]。同步相量测量装置为电网的大面积实时监控提供了最为基本的数据保证, 其数据的正确性将直接影响 WAMS 主站高级应用的效果。国内相关组织机构也针对相量测量装置给出了技术标准及检测规范^[2-5], 但规范更侧重于静态性能的检测, 对其动态过程的检测相对来说比较简单, 不够全面。随着对相量测量技术研究的深入, 已经发现在电力系统动态条件下, 常规的 DFT 算法及基于

DFT 改进的相量测量算法其精度相比于静态条件下的测量精度大为降低; 针对电力系统动态过程下的相量测量精度, 国际上已经着手制定相关标准予以规范^[6-8], 国家电网公司目前也正在着手修订相关企业标准, 对电力系统相量测量装置的动态量测特性进行规范和考核。

DFT 算法由于计算速度快、对于静态信号精度高、算法简单, 在目前的国内 PMU 中得到了广泛的应用。国内的 PMU 主要制造厂商基本上都是采用以 DFT 算法作为相量测量算法的蓝本, 对系统频率偏离额定频率的情况, 根据频偏进行幅值与相位的修正, 各大厂家在具体修正的方法上有所不同, 有的采用的是基于误差的曲线拟合法, 有的是直接

基于频率偏移系统建立的误差分析模型。但这些算法的一个共同点是在建立输入信号模型时都是以电力系统的静态条件为准, 仅仅是频率上对额定频率有一小的偏差, 并没有在幅值和相角上反映电力系统的动态变化过程; 这也直接导致这些相量测量装置在动态条件下测量精度较差。

本文对当前常用的相量测量算法进行分析, 以反应电力系统动态过程的信号模型作为输入, 分析误差的成因, 给出一种提升动态量测精度的新算法, 本文最后介绍了正在制定的 PMU 动态性能测试项目。

1 基于频偏的 DFT 修正算法

目前虽然也有不少文献^[9-12]提出在 PMU 设计的时候采用自适应的采样方式, 但考虑到对相量信息进行时标打点的简介以及装置设计方便的需要, 目前主流的 PMU 的设计基本是采用根据秒脉冲进行同步定间隔采样的形式, 也就是所谓的相对于信号的频率来说是一种不同步的采样方式。因此 PMU 中常规的相量测量算法主要是基于 DFT 的频偏修正算法。设一信号不含有谐波, 表达式为

$$x(t) = A_m \cos(2\pi ft + \Phi_m) = \frac{1}{2}(A_m e^{j(2\pi ft + \Phi_m)} + A_m e^{-j(2\pi ft + \Phi_m)}) \quad (1)$$

式中: A_m 为信号的幅值; Φ_m 为信号初相角; f 为信号频率。对上式进行 DFT 变换, 可得关注的基波相量信息为

$$X = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2} (A_m e^{j(\frac{2\pi}{N}(1+\Delta\lambda)n + \Phi_m)} + A_m e^{-j(\frac{2\pi}{N}(1+\Delta\lambda)n + \Phi_m)}) e^{-j\frac{2\pi}{N}n} \quad (2)$$

式中: X 为对一周波离散采样数据进行 DFT 计算获得的复相量; $\Delta\lambda = (f - f_0)/f_0$; N 为每周波的采样点数, 对上式进一步进行变换, 可以得到式(3)。

$$NF_d e^{j\varphi_d} = \frac{A_m}{\sqrt{2}} e^{j\varphi_m} e^{j\pi\Delta\lambda \frac{N-1}{N}} \frac{\sin(\pi\Delta\lambda)}{\sin(\frac{\pi\Delta\lambda}{N})} \left[1 + \frac{\sin(\frac{\pi\Delta\lambda}{N})}{\sin(\frac{\pi\Delta\lambda}{N} + \frac{2\pi}{N})} \cos(\frac{2\pi}{N} - 2\pi\Delta\lambda \frac{N-1}{N} - 2\varphi_m) + j \frac{\sin(\frac{\pi\Delta\lambda}{N})}{\sin(\frac{\pi\Delta\lambda}{N} + \frac{2\pi}{N})} \sin(\frac{2\pi}{N} - 2\pi\Delta\lambda \frac{N-1}{N} - 2\varphi_m) \right] \quad (3)$$

式中: $\frac{A_m}{\sqrt{2}}$ 为输入信号的有效值; F_d 、 φ_d 为对一周波离散采样的数据进行 DFT 计算获得的相量幅值和相角。根据上式, 当系统频偏为 0 的时候, $\Delta\lambda$ 为 0, 这个时候计算出的 F_d 、 φ_d 与理论输入的幅值和相位没有误差, 当 $\Delta\lambda$ 不为 0 时, F_d 、 φ_d 和理论输入的 $\frac{A_m}{\sqrt{2}}$ 、 φ_m 之间明显的会有偏差。根据当前计算的频率, 获取 $\Delta\lambda$ 后, 对上式中中括号内的复数表

达式进行分析, 可认为其角度为 $\frac{\sin(\frac{\pi\Delta\lambda}{N})}{\sin(\frac{\pi\Delta\lambda}{N} + \frac{2\pi}{N})}$

$\sin(\frac{2\pi}{N} - 2\pi\Delta\lambda \frac{N-1}{N} - 2\varphi_m)$, φ_m 在每次代入前用未修正时所计算的值代入, 这样就可以计算出相量的相位, 再根据式(3)获取相量的幅值。

利用式(3)对计算得到的相量信息进行修正, 关键是要先根据 DFT 计算得到的相量信息求取频率, 然后计算出式(3)中 $\Delta\lambda$ 。频率的求取非常关键, 目前主要的厂商基本都是采用相邻两个 DFT 的相位差的变化来进行求取的, 为了适应每秒 100 帧的数据上传速率, 一般每 10 ms 进行一次全波 DFT 计算, 根据当前计算的相位相对于上次计算的相位差计算出信号的频率偏移, 考虑到对三相电压信号进行 DFT 计算后, 再进行正序变换可以比较好地削弱由于频率偏移带来的误差^[13], 一般的频率偏移的获取是利用正序电压相位的变化进行求取。关于频率的求取这一点也是相量测量算法相关文献讨论的热点, 基于此衍生出了不少相量测量算法^[14-15]。

上述基于频偏的修正算法相对于直接利用 DFT 计算来说, 相量测量的精度大大提高, 如图 1、图 2 是利用幅值归一化、频率为 51 Hz 的标准余弦输入信号, 采样率为 2 350 Hz, 分别用直接 DFT 和频偏修正算法做的仿真。

从图 1、图 2 可以看到在静态条件下单纯的频率偏移, 基于 DFT 频偏修正的相量测量算法有比较好的测量精度。

2 频偏修正算法动态量测精度

正是由于上述基于频偏进行修正的算法在静态条件下能够取得很好的测量精度, 因此其目前是

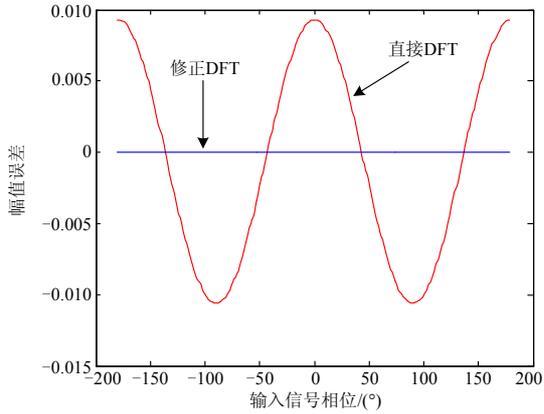


图1 直接DFT与DFT修正法的幅值误差比较

Fig. 1 Magnitude error comparison between DFT algorithm and DFT correct algorithm

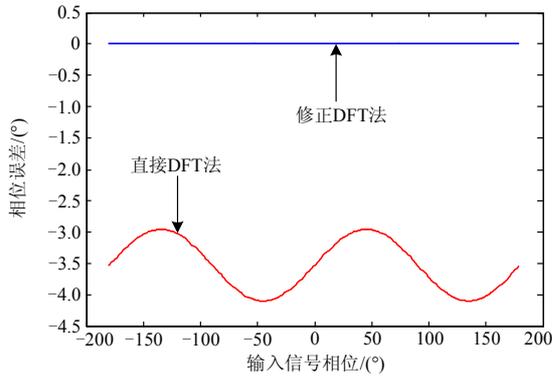


图2 直接DFT与基于频偏的DFT修正法的相位误差比较

Fig. 2 Phase error comparison between DFT algorithm and DFT correct algorithm

相量测量领域的主流算法，但是对于上述算法在进行算法精度仿真分析的时候都是假定在一个采样周期内信号的幅值、相位是不变的，这与电力系统的实际运行情况并不是完全吻合的。在电力系统的实际运行过程中，会出现低频振荡、失步、故障等动态过程，在这一过程中信号将不是像上述输入信号的表述的那样，其幅值、相位都可能表现为一低频调制振荡过程^[16-18]。对电力系统的动态变化过程目前概括成了以下三种形式，为幅值调制、相角调制、幅值和相角同时调制，分别表示如式(4)~式(6)。

$$x(t) = \sqrt{2}(X_m + X_d \cos(2\pi f_a t + \phi_a)) \cos(2\pi f t + \phi_0) \quad (4)$$

$$x(t) = \sqrt{2}X_m \cos(2\pi f t + X_k \cos(2\pi f_a t + \phi_a) + \phi_0) \quad (5)$$

式(4)、式(5)中： X_m 为相量幅值； f 为基波频率； ϕ_0 为相量初相角； X_k 为相角调制深度； X_d 为幅值调制深度； f_a 是调制频率； ϕ_a 为调制部分初相角。

$$x(t) = \sqrt{2}(X_m + X_d \cos(2\pi f_a t + \phi_a)) \cos(2\pi f t + X_k \cos(2\pi f_a t + \phi_a + \pi) + \phi_0) \quad (6)$$

式中： X_m 为相量幅值； f 为基波频率； ϕ_0 为相量初相角； X_d 为幅值调制深度； X_k 为相角调制深度； f_a 是调制频率； ϕ_a 为调制部分初相角。利用前文所述的基于频偏的DFT修正算法，以式(4)为信号模型，输入信号归一化，采样率为2350 Hz，基波频率为50 Hz，幅值调制深度为0.1，调制频率为2.5 Hz、5 Hz时的幅值误差、相位误差情况如表1所示。以式(5)为信号模型，输入信号归一化，采样率为2350 Hz，基波频率为50 Hz，相角调制深度为0.1弧度，调制频率为2.5 Hz、5 Hz时的幅值误差、相位误差情况如表2所示。由于国内习惯上把相量以幅值相角的极坐标形式表示，下面误差表示并没有采用国际上习惯采用的矢量误差(TVE)的表述形式。表中在进行误差对比的时候，为了减少调制带来的误差，相量的计算都是取输入信号周波中点时刻的值作为理论输入值，相量的计算也是以中点时刻为基准，分别向前后取半周波的采样数据进行，这样利用式(3)进行幅值和相位修正时必须要注意这一点。

表1 DFT修正法幅值调制误差数据

Table 1 Magnitude error data of amplitude modulation of

调制频率	DFT correct algorithm			
	最大幅值 误差/%	幅值平均 误差/%	最大相位 误差/(°)	相位平均 误差/(°)
2.5	0.078 46	0.049 7	0.143 37	0.091 27
5	0.315 20	0.135 3	0.287 01	0.183 2

表2 DFT修正法相位调制误差数据

Table 2 Phase error data of amplitude modulation of

调制频率	DFT correct algorithm			
	最大幅值 误差/%	幅值平均 误差/%	最大相位 误差/(°)	相位平均 误差/(°)
2.5	0.008 939	0.005 353	0.033 4	0.017 6
5.0	0.035 297	0.021 174	0.143 7	0.083 2

从表2可以清楚地看到，即使考虑到存在调制情况时，为了减少实际信号和计算出的相量之间的误差，采取周波计算的中点时刻作为误差对比时刻，也可以清楚地看到在幅值调制下，当调制频率从2.5 Hz变化到5 Hz的时候，幅值误差明显加大，最大幅值误差仅仅在算法仿真上已经不符合文献[2-3]给出的误差范围，相位误差在调制频率为5 Hz时，

最大误差已经超出标准要求; 进行相位调制时, 当调制频率为 5 Hz 时, 相位最大误差已经接近静态测量时给的电压 0.2 度误差极限。可以很显然地看到, 当在具体装置实现时, 计及变送器误差、模数转换误差、处理器处理误差, 当输入信号为动态信号时, 基于频率偏移的 DFT 修正算法将很难保证测量的相量在允许的误差范围内。

在静态输入信号下具有很高的精度, 到了动态输入过程, 即使考虑把计算相量的时标打在周波的中点时刻, 也可以看到相量的幅值误差和相位误差明显增大, 之所以出现这样的情况, 是由于 DFT 算法本身成立的前提就是假定在这一计算周期内信号的幅值和相位是不变, 计算出来的相量本身就是这一参与计算的周波内信号的一个平均化的等值过程。基于频率偏移的 DFT 修正算法, 只是考虑了频率在一计算周期内发生的频率偏移是固定的情况下如何进行修正; 对于动态变化的信号, 必然会产生误差, 且随着变化的速率越快, 误差越大。

3 适应动态量测的相量测量新算法

传统的 DFT 公式如式(7)所示。

$$X = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-jk\omega_0 \Delta t} \quad (7)$$

式中: X 为 DFT 的计算相量; N 为每周波的采样点数; $x(k)$ 为输入信号的采样点值。当输入信号为形如式(1)的额定频率的标准输入的余弦信号, 对其进行求取基波相量的 DFT 变换, 其实部和虚部的公式分别表示为式(8)、式(9)。

$$\operatorname{Re}(X) = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2} A_m [\cos(2\omega_0 k \Delta t + \Phi_m) + \cos \Phi_m] \quad (8)$$

$$\operatorname{Im}(X) = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2} A_m [-\sin(2\omega_0 k \Delta t + \Phi_m) + \sin \Phi_m] \quad (9)$$

从上述两式可以看到, 最终计算所得的相量的实部和虚部的通项中都包含一 2 倍频的分量, 对于额定频率的输入信号, N 个上述的 2 倍频的分量的和将完全抵消为 0, 实部和虚部保留下来的部分就是我们所要计算得到的幅值和相位角。对于形如式(4)输入的信号, 也进行标准的 DFT 变换, 其实部和虚部的通项如式(10)、式(11)所示。

$$\operatorname{Re}(X) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_m [\cos(2\omega_0 k \Delta t + \Phi_0) + \cos \Phi_0] +$$

$$X_d \cos(\omega_a k \Delta t + \Phi_a) \cos \Phi_0 + \frac{1}{2} X_d [\cos((2\omega_0 + \omega_a) k \Delta t + \Phi_0 + \Phi_a) + \cos((2\omega_0 - \omega_a) k \Delta t + \Phi_0 - \Phi_a)] \quad (10)$$

$$\operatorname{Im}(X) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_m [-\sin(2\omega_0 k \Delta t + \Phi_0) + \sin \Phi_0] +$$

$$X_d \cos(\omega_a k \Delta t + \Phi_a) \sin \Phi_0 + \frac{1}{2} X_d [\sin((2\omega_0 + \omega_a) k \Delta t + \Phi_0 + \Phi_a) + \sin((2\omega_0 - \omega_a) k \Delta t + \Phi_0 - \Phi_a)] \quad (11)$$

对上述两式进行分析, 当输入信号发生幅值振荡的时候, 实部和虚部的通项部分就由常数、振荡的低频部分以及 2 倍频、2 倍频加低频振荡、2 倍频减低频振荡共五部分构成。对这些通项进行求和, 常数部分和振荡的低频部分是要保留的部分, 其余都应该完全抵消掉, 但很显然通项中的后面两项是不会在求和完成后自动抵消掉的, 这就为相量计算带来了误差。对于形如式(4)的幅值振荡, 如果其基波频率不为额定频率, 上述通项中的 2 倍频部分也将在 N 个通项求和后不能完全抵消, 也会进一步带来误差。对于形如式(5)的相位调制以及形如式(6)的幅值和相位同时调制的输入信号, 对其进行 DFT 变换, 其通项中一样会和式(10)、式(11)类似产生不能够在求和结束后完全抵消的误差部分。通过 DFT 对标准信号及发生幅值振荡信号进行变换的通项分析过程, 很自然地可以想到, 如果把 DFT 变换的通项看作一离散采样点的各个采样值, 可以构造一低通的滤波器, 滤除其由于 DFT 计算过程中带来的 2 倍频附近的高频分量, 自然地提出适应动态量测的相量测量算法如式(12)所示。

$$X = \frac{\sqrt{2}}{\text{gain}} \sum_{k=-N/2}^{N/2} x(k) h(n) w(n) e^{-jk\omega_0 \Delta t} \quad (12)$$

式中: $h(n)$ 为低通滤波器的滤波系数; gain 为滤波系数的和, $\text{gain} = \sum_{k=-N/2}^{N/2} h(n)$ 。对于低通滤波器的选

取考虑到 FIR 滤波器相对于 IIR 滤波器具有固定相位和输出与上次输出无关, 只与当前输入有关的特点, 选取 FIR 滤波器。对于 FIR 滤波器, 其理想滤波系数如式(13)所示。

$$h(n) = \frac{\sin(2\pi n f_c / f_s)}{2\pi n f_c / f_s} \quad (13)$$

式中: f_c 为截止频率; f_s 为采样频率; $h(n)$ 为理想低通滤波器的系数, 其为无限长, 在具体的实现过程中必须用窗函数进行截断。式(12)中的 $w(n)$ 则为窗函数, 从而用物理上可实现的有限系数的滤波器

截断去逼近理论上无限长的低通滤波器, 考虑到截断时的主瓣宽度、旁瓣衰减特性, 选用布莱克曼窗作为窗函数进行截断, 从而构造出进行运算的低通滤波系数。我们把利用式(12)、式(13)进行相量计算的方法称为 DFT 通项滤波法。

根据电力系统实际发生动态过程时信号的特点以及静态条件下输入信号的范围, 式(13)中的截止频率一般选为 20 Hz 以下。以采样率为 2 350 Hz, 这里取工频周期的奇数倍, 主要是在具体装置实现时, 打时标方便, 相位误差小, 取低通滤波器截止频率为 20 Hz, 滤波器的阶数为 188, 仍然以式(4)、式(5)的信号作为输入信号进行算法仿真, 可得表 3、表 4 的误差数据表。

从表 3、表 4 可以看出, 当发生幅值调制和相位调制的时候, 利用 DFT 通项滤波法计算得出的幅值和相位相对于基于频率偏移的 DFT 修正算法, 其幅值和相位的测量精度都有一个数量级的提升, 特别是相位的精度得到了更大的提升, 相对于正在制定中的相量测量装置动态量测精度的要求来说, 仿真的精度都有规范要求 10 倍以上的精度, 因此在利用硬件装置实现该算法时也是切实可行的。图 3、图 4 是以式(6)作为输入信号模型, 幅值调制幅度为 10%, 调制频率为 5 Hz, 相位调制幅度为 0.1 弧度, 调制频率为 5 Hz, 分别利用两种算法进行仿真(DFT 通项滤波法截止频率为 20 Hz, 阶数为 188)所得到的幅值误差和相位误差的对比图。

表 3 DFT 通项滤波法幅值调制误差数据

Table 3 Magnitude error data of amplitude modulation of DFT FIR algorithm

调制频率	最大幅值	幅值平均	最大相位	相位平均
	误差/%	误差/%	误差/(°)	误差/(°)
2.5	0.015 3	0.006 3	0.001 8	0.001 3
5	0.047 2	0.025 4	0.001 9	0.001 2

表 4 DFT 通项滤波法相位调制误差数据

Table 4 Phase error data of amplitude modulation of DFT FIR algorithm

调制频率	最大幅值	幅值平均	最大相位	相位平均
	误差/%	误差/%	误差/(°)	误差/(°)
2.5	0.005 2	0.002 1	0.008 1	0.004 2
5	0.005 8	0.002 2	0.028 3	0.017 1

从图 3、图 4 中可以很明显的看到 DFT 通项滤波法相比于频率偏移修正法具有更高的精度。相量

测量中所需要衍生计算的频率、频率变化率、有功、无功这些测量量的精度都相应地符合相关规范的要求。当模拟静态条件下的输入信号利用式(12)进行仿真时, 其误差也比检测规范小一个数量级。

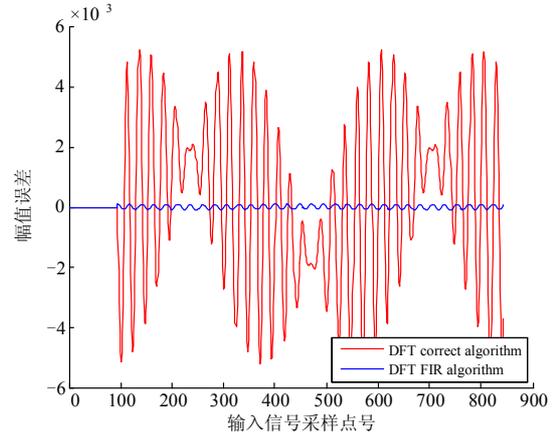


图 3 修正法与通项滤波法的幅值误差比较

Fig. 3 Magnitude error comparison between DFT correct algorithm and DFT FIR algorithm

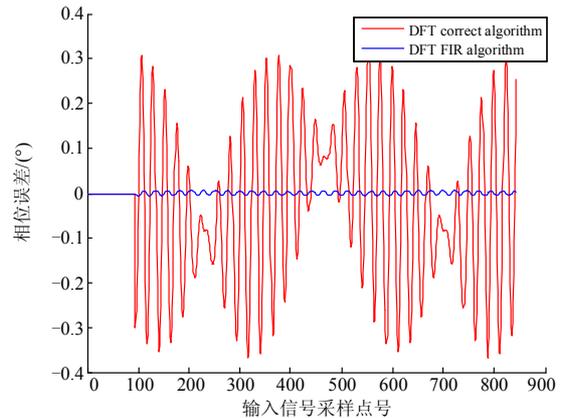


图 4 修正法与通项滤波法的相位误差比较

Fig. 4 Phasor error comparison between DFT correct algorithm based frequency bias and DFT FIR algorithm

4 算法的验证和测试

1) 新算法按照同步相量测量装置检测规范的各项要求进行了测试, 测试指标均不低于常规算法的精度指标。

2) 因为目前国内的同步相量测量装置检测规范中没有有关动态性能测试项目的项目, 新的检测规范正在制定中, 因此动态性能测试按照 IEEE 《C37.118 Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems》中 5.5.6、5.5.7、5.5.8、5.5.9 的

要求进行了建模和测试, 测试项目包含幅值调制、相角调制、幅值相角同时调制测试、频率斜坡测试。测试结果如表 5 所示, 测试验证了新算法较常规算法在动态性能各项指标均有显著的改善。

表 5 动态性能测试结果

Table 5 Test error for dynamic performance of new algorithm

测试项目	TVE 误差要求	常规算法误差最大值	新算法误差最大值
幅值相角调制(基波 49.5 Hz)	3%	4.3%	0.05%
幅值相角调制(基波 50 Hz)	3%	4.5%	0.02%
幅值相角调制(基波 50.5 Hz)	3%	4.6%	0.05%
频率斜坡测试	1%	0.4%	0.02%

5 结语

本文针对当前相量测量装置中广泛采用的基于频率偏移的 DFT 修正算法比较适用于电力系统静态条件, 当发生低频振荡、系统失步等动态过程时, 其算法精度不高; 分析当电力系统动态过程时 DFT 计算误差的来源, 提出的一种对常规 DFT 通项进行滤波的相量测量新算法。通过对算法进行仿真, 相对于基于频率偏移的 DFT 修正法, 其在发生幅值振荡和相位振荡时, 测量精度都具有一个数量级的提升。当然很显然的是, 利用 DFT 通项滤波法进行相量的计算相比于一个周波的简单 DFT 相量测量算法来说, 存在着运算量的增加以及响应延时的增加的问题。当前的嵌入式处理器的计算速度已经大大提升, 运算量的增加将不是问题, 对于由于滤波器带来的延时, 对于主要偏重于测量的相量测量装置来说, 也将不是问题, 但为了在主站应用分析的方便, 需要对各个子站在相量测量装置的响应做出规定。

参考文献

- [1] 毕天姝, 刘灏, 吴京涛, 等. PMU 电压幅值与频率测量一致性的在线评估方法[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(21): 21-26.
BI Tianshu, LIU Hao, WU Jingtao, et al. On-line assessment on voltage consistency and frequency of PMU measurement under steady state [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(21): 21-26.
- [2] 张道农, 刘灏, 毕天姝, 等. 中外 PMU 静态标准及评估方法对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(17): 140-145.
ZHANG Daonong, LIU Hao, BI Tianshu, et al. Comparison of the PMU static and dynamic standards and evaluation methods between chinese standards and IEEE[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(17): 140-145.
- [3] 全国电力系统管理及其信息交换标准化技术委员会. DL/T 280-2012《电力系统同步相量测量装置通用技术条件》[M]. 北京: 中国电力出版社, 2012.
- [4] 全国电力系统管理及其信息交换标准化技术委员会. GB/T 26862-2011《电力系统同步相量测量装置检测规范》[M]. 北京: 中国标准出版社, 2012.
- [5] 江道灼, 吕翔, 杨贵玉. 一种同步时标可自由设定的新型相量测量装置[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(3): 57-60.
JIANG Daozhuo, LÜ Xiang, YANG Guiyu. A novel phasor measurement unit with free scaled synchronized time-mark[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(3): 57-60.
- [6] IEEE Std C37.118-2005 IEEE standard for synchrophasors for power systems[S]. New York, NY, USA: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2006.
- [7] IEEE PC37.118.1 Standard for Synchrophasor measurements for power systems[S].
- [8] IEEE PC37.242 guide for synchronization, calibration, testing, and installation of phasor measurement units (PMU) for power system protection and control[S].
- [9] 闵勇, 丁仁杰, 韩英铎, 等. 自适应调整采样率的相量在线测量算法研究[J]. 电力系统自动化, 1998, 22(10): 10-13.
MIN Yong, DING Renjie, HAN Yingduo, et al. Research on a new on-line phasor measurement approach based on the adaptive sampling interval technique[J]. Automation of Electric Power Systems, 1998, 22(10): 10-13.
- [10] PHADKE A G, THORP J S. Synchronized phasor measurements and their applications[M]. New York, NY, USA: Springer Press, 2008.
- [11] 罗建, 李阎君, 王一夫, 等. 一种基于 PMU 降阶的系统受扰轨迹预测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(17): 41-45.

- LUO Jian, LI Yanjun, WANG Yifu, et al. A perturbed trajectory prediction based on the reduced order of PMU[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(17): 41-45.
- [12] 丁涛, 董柏峰, 顾伟, 等. 基于 PMU 的电压稳定动态线性化指标优化切负荷算法[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(9): 27-33.
- DING Tao, DONG Baifeng, GU Wei, et al. Optimization of a load shedding scheme using dynamic voltage stability linearized index based on PMU[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(9): 27-33.
- [13] 贺建闵, 黄志清. 基于相位差校正的电网频率高精度测量[J]. 继电器, 2005, 33(14): 43-47.
- HE Jianmin, HUANG Zhiqing. Power system frequency high-precision measurement based on phase difference correction method[J]. Relay, 2005, 33(14): 43-47.
- [14] 唐建辉, 胡敏强, 吴在军. 一种基于修正采样序列的电力系统频率测量方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(6): 52-55.
- TANG Jianhui, HU Minqiang, WU Zaijun. Algorithm for measuring frequency of power system based on modified sampled sequence[J]. Proceedings of the CSU-EPSC, 2004, 16(6): 52-55.
- [15] 王茂海, 高洵, 王蓓. 基于广域测量系统的次同步振荡在线监测预警方法[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(6): 98-102.
- WANG Maohai, GAO Xun, WANG Pei. Online early-warning of sub-synchronous oscillations based on wide area measurement system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(6): 98-102.
- [16] 黄胜利, 宋瑞华, 赵宏图, 等. 应用动态相量模型分析高压直流输电引起的次同步振荡现象[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 1-4.
- HUANG Shengli, SONG Ruihua, ZHAO Hongtu, et al. Analysis and simulating the SSO caused by HVDC using the time-varying dynamic phasor[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 1-4.
- [17] 徐建源, 王亮, 林莘, 等. 基于递推 DFT 同步相量测量算法的研究[J]. 高压电器, 2011, 47(11): 40-44.
- XU Jianyuan, WANG Liang, LIN Xin, et al. Synchronous phasor measurement algorithm based on recursive DFT[J]. High Voltage Apparatus, 2011, 47(11): 40-44.
- [18] 刘思嘉, 余一平, 孙冉, 等. 基于 PMU 数据的混合动态仿真方法比较[J]. 电网与清洁能源, 2014, 30(12): 27-32.
- LIU Sijia, YU Yiping, SUN Ran, et al. Comparisons of the hybrid dynamic simulation methods based on PMU data[J]. Power System and Clean Energy, 2014, 30(12): 27-32.

收稿日期: 2014-11-28; 修回日期: 2015-03-09

作者简介:

张晓莉(1977-), 女, 硕士, 高级工程师, 主要从事继电保护及 PMU 领域的研究工作;

许勇(1971-), 男, 硕士, 高级工程师, 从事系统稳定控制、继电保护、WAMS 等方面的研发工作;

刘慧海(1981-), 女, 硕士, 工程师, 主要从事继电保护领域的研究工作。E-mail: hhliu@epri.sgcc.com.cn

(编辑 葛艳娜)