

## 提升PMU动态测量性能的若干方法

沈健<sup>1</sup>, 周斌<sup>1</sup>, 汪昀<sup>1</sup>, 张道农<sup>2</sup>, 侯明国<sup>1</sup>, 张敏<sup>1</sup>, 檀永<sup>1</sup>, 相蓉<sup>1</sup>

(1. 国电南瑞科技股份有限公司, 江苏 南京 211106; 2. 华北电力设计院工程有限公司, 北京 100120)

**摘要:** 为了提高PMU装置在电力系统动态条件下的同步相量测量精度, 研究了若干提升PMU装置动态测量性能的方法。采用IEEE C37.118标准中推荐的基于离散傅里叶变换(DFT)的同步相量计算模型, 对基于DFT的相量测量算法进行了改进。分析了该改进方法在带外干扰、系统振荡、系统失步、短路或断线故障等动态条件下的特性。设计了等纹波滤波器对相量数据进行滤波处理, 保证同步相量的测量精度, 最后在PMU装置中实现并进行了测试验证。实验结果表明, 通过上述方法的实施, PMU在动态条件下的测量精度得到了提高。

**关键词:** 同步相量测量; 同步相量测量装置(PMU); 离散傅里叶变换(DFT); 动态性能; 数字滤波器

### Methods for improvement of dynamic performance of PMU

SHEN Jian<sup>1</sup>, ZHOU Bin<sup>1</sup>, WANG Yun<sup>1</sup>, ZHANG Daonong<sup>2</sup>, HOU Mingguo<sup>1</sup>, ZHANG Min<sup>1</sup>, TAN Yong<sup>1</sup>, XIANG Rong<sup>1</sup>

(1. NARI Technology Development Co., Ltd., Nanjing 211106, China; 2. North China Power Engineering Co., Ltd., Beijing 100120, China)

**Abstract:** For improving the synchronized phasor measuring accuracy of phasor measurement unit (PMU) in condition of power system dynamic transition, methods for improving PMU's dynamic performance are researched. Phasor estimation model recommended in IEEE C37.118 which is based on Discrete Fourier Transformation (DFT) algorithm is used. Phasor measurement method based on DFT is improved and its characteristic is analyzed under out-of-band interference, oscillation, out-of-step, and short-circuit fault conditions. Equiripple filter is designed to process phasor data for ensuring synchronized phasor measuring accuracy. Finally, methods are realized in PMU and the test is carried out to verify the methods used. Synchrophasor measurement accuracy under dynamic processes is improved with the methods applied.

**Key words:** synchrophasor measurement; phasor measurement unit (PMU); discrete Fourier transformation (DFT); dynamic performance; digital filter

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)19-0089-06

## 0 引言

同步相量测量单元(Phasor Measurement Unit, PMU)作为广域测量系统(Wide Area Measurement System, WAMS)的原始数据来源, 其测量精度对于电网状态估计、电网安全稳定监测等有着重要意义。随着社会经济的发展, 电网规模不断增长, 结构越来越复杂, 电力系统短路、振荡等事件日益增多。电力系统动态监测、广域保护、状态估计等应用对动态条件下的同步相量测量提出了更高的要求。

**基金项目:** 2014年国网公司科技项目“提升智能变电站PMU装置动态性能及就地低频振荡辨识能力的关键技术研究与应用”; 电子信息产业发展基金资助项目(财建[2013]757号)

电力系统发生振荡时是典型的调制过程, 调制频率范围在0.1~2.5 Hz。为了实现振荡的精确辨识, 要求PMU能够快速准确地跟踪相量的幅值和相角, 同时在通带能有良好的幅频特性。发生短路故障时, 电压信号的幅值、相角有可能发生阶跃变化。为了如实反映电网故障前后的状态, 要求PMU能够跟踪信号跃变, 尽快使误差落入精度范围, 并控制响应的超调量。在同步相量由子站向主站传输的过程中, 传输速率 $F_s$ 限制了信号带宽, 根据采样定理, 如果信号中存在超过奈奎斯特频率 $F_s/2$ 的干扰, 则会造成频谱混叠。因此, 进行不同速率相量传输时, 不能简单的进行重采样, 要抑制和滤除带外干扰。IEEE C37.118.1-2011标准对同步相量测量在谐波、带外等干扰下的静态性能和调制、阶跃、频率斜坡

等条件下的动态性能做出了规定<sup>[1]</sup>。

目前 PMU 通常采用的算法主要包括：基于 DFT(Discrete Fourier Transform, DFT)的算法<sup>[2-3]</sup>，基于泰勒级数的动态同步相量测量算法(Dynamic Phasor and Frequency Estimator, DPFE)，以卡尔曼滤波和最大似然估计为基础的线性或非线性的参数估计方法<sup>[4]</sup>以及升余弦滤波算法(Raised Cosine Filter, RCF)等。DFT 算法在频偏时会有频谱泄漏和栅栏效应，平均化效应会影响动态精度<sup>[5-6]</sup>。DPFE 的测量带宽和阻带宽的数值尚未被量化，抑制带外干扰的性能还需要进一步研究<sup>[7]</sup>。RCF 方法不易受频偏、带外干扰影响，能够准确测量振荡分量，但由于窗函数的局限性，动态响应速度较慢<sup>[8]</sup>。文献[9]中的基于高斯窗解耦调制函数的复带通滤波算法，具有较短的滤波延迟和很小的超调，但对带外干扰的衰减依然不够。

本文采用 IEEE C37.118.1 中推荐的 PMU 计算模型，研究能够有效抑制谐波、间谐波和带外干扰，并提升 PMU 在调制、阶跃等条件下的测量性能的方法，取得了较好的效果。

## 1 PMU 测量模型

IEEE C37.118 对动态条件下的 PMU 测量给出了推荐模型。同步相量计算需要经过同步采样、DFT 计算、前置滤波、相量计算、上送滤波等环节。如图 1 所示。

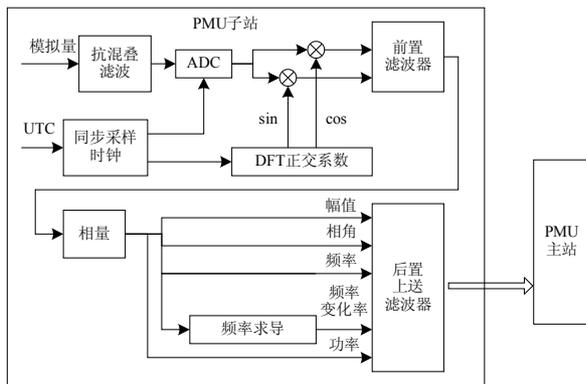


图 1 相量计算模型

Fig. 1 Model of phasor estimation

模拟量经过抗混叠滤波后避免了 A/D 转换时奈奎斯特频率以外的分量造成的频谱混叠。在模数转换时引入时标，保证了相量时标的准确性。DFT 运算结果的滤波对频谱泄漏分量进行衰减，提高相量的计算精度。相量、频率和频率变化率(Rate of Change of Frequency, ROCOF)计算结果再经过上送

滤波，限制了带外干扰的影响，提高了精度。

## 2 动态条件下的处理方法

### 2.1 相量的 DFT 计算

单一频率信号的模型为

$$y(t) = \sqrt{2}X \cos(\omega t + \phi) \quad (1)$$

式中： $y(t)$  为信号瞬时值； $X$  为信号有效值； $\omega$  为信号频率； $\phi$  为信号初相位。

对  $y(t)$  做 DFT 变换并只取基波分量可得

$$Y_0(1) = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{k=n}^{n+N-1} y(k\Delta t) e^{-j\omega_0 k \Delta t} = \frac{X}{N} \left[ \sum_{k=0}^{N-1} (e^{-j[(\omega+\omega_0)(k+n)\Delta t + \phi]} + e^{-j[(\omega-\omega_0)(k+n)\Delta t + \phi]}) \right] = \frac{X}{N} \left\{ \frac{\sin\left[\frac{(\omega+\omega_0)\Delta t N}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\omega+\omega_0)\Delta t}{2}\right]} e^{-j\left[\frac{(\omega+\omega_0)(N-1)\Delta t}{2} + \phi + (\omega+\omega_0)n\Delta t\right]} + \frac{\sin\left[\frac{(\omega-\omega_0)\Delta t N}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\omega-\omega_0)\Delta t}{2}\right]} e^{-j\left[\frac{(\omega-\omega_0)(N-1)\Delta t}{2} + \phi + (\omega-\omega_0)n\Delta t\right]} \right\} \quad (2)$$

式中， $\omega_0 = 2\pi/(N\Delta t)$  为额定角频率， $N$  为数据窗点数， $\Delta t$  为采样间隔。式中前一项为复平面上间隔角度  $(\omega + \omega_0)\Delta t$  的单位向量求和，后一项为复平面上间隔角度  $(\omega - \omega_0)\Delta t$  的单位向量求和。

同理，采样窗向后移动  $m$  个采样点时的 DFT 结果为

$$Y_m(1) = \frac{X}{N} \left\{ \frac{\sin\left[\frac{(\omega+\omega_0)\Delta t N}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\omega+\omega_0)\Delta t}{2}\right]} e^{-j\left[\frac{(\omega+\omega_0)(N-1)\Delta t}{2} + \phi + (\omega+\omega_0)(n+m)\Delta t\right]} + \frac{\sin\left[\frac{(\omega-\omega_0)\Delta t N}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\omega-\omega_0)\Delta t}{2}\right]} e^{-j\left[\frac{(\omega-\omega_0)(N-1)\Delta t}{2} + \phi + (\omega-\omega_0)(n+m)\Delta t\right]} \right\} \quad (3)$$

由此可见，DFT 结果由两个频率分别为  $\omega + \omega_0$  和  $\omega - \omega_0$  的振荡分量组成。当  $\omega$  与  $\omega_0$  相近时， $\omega + \omega_0$  分量接近对称，值较小，经过前置滤波器衰减后可忽略； $\omega - \omega_0$  分量接近同相，值较大。因此，将 DFT 结果中  $\omega + \omega_0$  分量滤除后可解算相量：

$$\left| Y'_m(1) \right| = \frac{X}{N} \frac{\sin\left[\frac{(\omega-\omega_0)\Delta t N}{2}\right]}{\sin\left[\frac{(\omega-\omega_0)\Delta t}{2}\right]} \quad (4)$$

$$\angle Y'(1) = \frac{(\omega - \omega_0)(N-1)\Delta t}{2} + \phi + (\omega - \omega_0)n\Delta t \quad (5)$$

$$\angle Y'_m(1) = \frac{(\omega - \omega_0)(N-1)\Delta t}{2} + \phi + (\omega - \omega_0)(n+m)\Delta t \quad (6)$$

根据两次 DFT 结果即可求解  $X$ 、 $\omega$ 、 $\phi$ 。需注意  $n+m$  时刻的同步相量的相位是按相对于额定频率旋转的相位计算的, 即  $\phi + (\omega - \omega_0)(n+m)\Delta t$ 。由于  $X$ 、 $\omega$ 、 $\phi$  都由同一时刻 DFT 进行解算, 避免了采用其他算法时根据相位求导计算频率导致的延迟和误差。

## 2.2 数字滤波器设计

PMU 计算时采用了前置和后置两个滤波器, 前置滤波器对 DFT 的结果进行滤波, 抑制了 DFT 频谱泄漏和带外干扰, 后置滤波器根据相量上传速率分别对带外干扰进一步滤除<sup>[7]</sup>。由于 DFT 原始点计算频率较高, 因此前置滤波器要采用低阶的滤波器, 群延时要尽量小, 否则会对阶跃响应性能和上送延时造成较大影响。同时设计多组后置滤波器参数, 根据相量数据传输速率的不同自动选取对应的滤波器参数。

本文采用有限长单位冲击响应(Finite Impulse Response, FIR)数字滤波器。FIR 数字滤波器可以做成具有严格的线性相位, 同时又具有任意的幅度特性, 而且一定是稳定的。通常, 滤波器的阶数越高, 阻带衰减越大, 通带误差越小, 过渡带越窄, 但是阶跃响应会越慢, 延时也会越长。相对于整周波 DFT 相量计算的 20 ms 延时, 滤波器的群延时要大得多, 例如, 采样率为 4 800 Hz, 滤波器阶数为 200, 则群延时 20.8 ms, 而这时滤波器性能可能仍然满足不了要求。因此, 需要设计最优的滤波器, 以尽可能低阶实现最佳的滤波性能。

FIR 滤波器设计主要有窗函数法、频率抽样法和等纹波法。窗函数法的缺点是: 不容易设计预先给定截止频率的滤波器; 满足同样设计指标的情况下所设计出的滤波器阶数通常偏大。频率抽样法的缺点在于截止频率的取值受限。而且窗函数法和频率抽样法的近似误差在频带区间上不是均匀分布的, 靠近频带边缘误差愈大, 远离频带边缘误差愈小。等纹波最佳逼近法是一种最优设计方法, 用这种方法设计的滤波器频率响应相对于理想滤波器最大误差最小。本文在 Matlab 中利用等纹波法设计了频率响应如图 2 所示的滤波器, 通带纹波误差很小, 阻带衰减很稳定, 过渡带较窄。

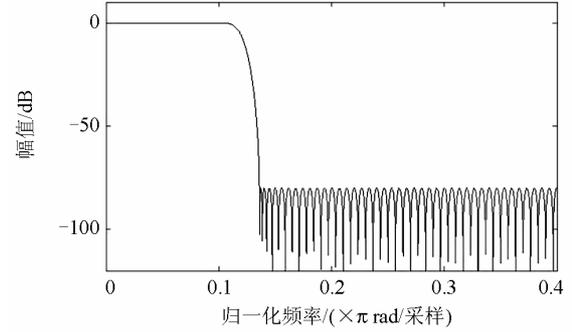


图 2 等纹波滤波器幅频特性

Fig. 2 Magnitude-frequency characteristic of equiripple filter

## 2.3 谐波干扰的抑制

含有谐波的信号模型为

$$y(t) = \sqrt{2} \sum_{k=1}^K X_k \cos(\omega k t + \phi_k) \quad (7)$$

式中:  $y(t)$  为信号瞬时值;  $X_k$  为各次谐波的有效值;  $\omega$  为基波频率;  $\phi_k$  为相角。根据 2.1 节的推导, 含有谐波的信号 DFT 结果中会含有  $\omega + k\omega_0$  和  $\omega - k\omega_0$  频谱分量, 其中  $\omega - \omega_0$  频谱分量的幅值最大。DFT 运算本身就是一种滤波计算, 通过 DFT 运算来计算基波可以方便地滤除整数次谐波分量, 再配合 DFT 运算结果的前置数字滤波, 可以将谐波的影响降到最低。

## 2.4 带外干扰的抑制

含有带外干扰的模型与谐波类似,

$$y(t) = \sqrt{2} X \cos(\omega t + \phi) + \sqrt{2} X_b \cos(\omega_b t + \phi_b) \quad (8)$$

式中:  $X_b$ 、 $\omega_b$ 、 $\phi_b$  分别为带外干扰的幅值、频率和相位。DFT 结果中会含有  $\omega - \omega_0$ 、 $\omega + \omega_0$ 、 $\omega_b - \omega_0$ 、 $\omega_b + \omega_0$  分量, 通过对 DFT 计算结果进行滤波可将后三个分量滤除, 从而解得正确的相量。

## 2.5 幅值、相角调制条件下的精确测量

幅值调制和相角调制分别对应电力系统的低频振荡和近故障点发电机的相角变化。调制时信号模型为

$$y(t) = \sqrt{2} [X + X_a \cos(\omega_m t)] \cos[\omega t + X_p \cos(\omega_m t - \pi) + \phi] \quad (9)$$

式中:  $X_a$  为幅值调制深度;  $X_p$  为相位调制深度;  $\omega_m$  为调制频率。

由于  $\omega_m$  通常较小, 只有几赫兹, 在一个数据窗内可以近似认为幅值和相位都是固定的, 根据 2.1 节求出的相量是对调制波形的近似, 因此调制情况下的相量测量精度与信号的调制深度和调制频率直接相关。根据文献[6]的分析, 当幅值或者相角随时间变化时, 全周波 DFT 计算所得的相量幅值或者相

角为时间窗内信号的平均值，此为 DFT 平均化效应。将相量时标打在时间窗中点可以减小 DFT 平均化带来的误差。当信号为线性变化时，时间窗内相量的平均值与时间窗中点时刻的实际相量相等；当信号为非线性变化时，时间窗内相量的平均值虽然无法与时间窗中点时刻相量真实值一致，但将计算相量的时标选择时间窗中点仍然可以在一定程度上减小误差。电力系统低频振荡的频率通常低于 2.5 Hz，远小于 50 Hz 的系统频率，因此大部分变化均可认为是近似线性的。

### 2.6 系统失步时的频率测量

系统出现失步时常表现为频率的斜坡变化。频率斜坡的信号模型为

$$y(t) = \sqrt{2}X \cos(\omega t + \pi R_f t^2 + \phi) \quad (10)$$

式中， $R_f$  为频率变化率。

频率斜坡对应系统失步的过程，虽然发生频率斜坡时系统频率和相位都在连续变化，但其变化过程通常较慢， $R_f$  通常小于 1 Hz/s，通过提高频率的计算间隔，测得的斜坡频率依然能以稳态近似。

### 2.7 阶跃的响应性能

阶跃模型在 IEEE C37.118 标准中定义为

$$y(t) = \sqrt{2}X[1 + k_x f(t)]\cos[\omega t + k_a f(t)] \quad (11)$$

式中： $k_x$ 、 $k_a$  分别为幅值和相位阶跃量； $f(t)$  为阶跃函数。

阶跃响应的性能参数有响应时间、延迟时间和超调量。响应时间是指测量误差从超出精度范围到重新落入精度范围内的时间差，延迟时间是指阶跃时刻与阶跃量测量结果到达阶跃初值与末值中间时刻之差，超调量是末值测量值与理论值最大偏差。延迟时间主要反映的是时标是否得到正确的补偿，响应时间和超调量是测量算法阶跃响应性能的直接反映。

相量的计算先经过 DFT，再经过滤波器，所以阶跃响应由 DFT 和滤波器的特性共同决定。阶跃响应经过 DFT 后由于平均化虽然近似斜坡，但由于斜坡的时间很短，为 20 ms，所以最终的阶跃结果仍近似于滤波器的阶跃响应，如图 3 所示。滤波器阶跃响应时间主要受阶数和截止频率影响，超调量受阶数、截止频率和增益纹波等影响。设计滤波器时截止频率和增益纹波都已经给定了，因此，要减少阶跃响应时间和超调量只能调节滤波器阶数。随着滤波器阶数增加，超调量和阶跃响应时间都在不断增加，所以要尽可能地减少滤波器阶数。等纹波设计虽然是最优设计，但是在固定阶数的基础上的最优设计，为找到满足性能的最小阶滤波器，通过在 Matlab 中编写脚本不断进行循环，直到选出最为均

衡的滤波器参数为止。

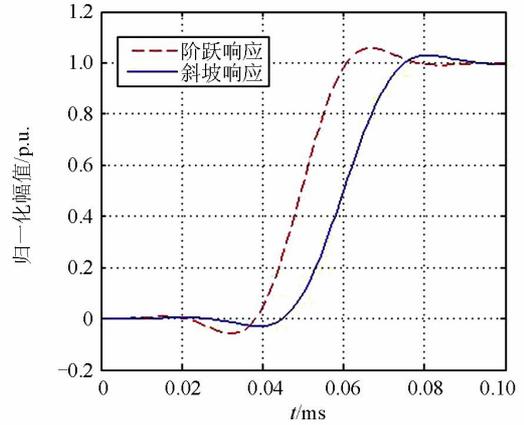


图 3 滤波器的阶跃响应与斜坡响应

Fig. 3 Step response and ramp response of filter

## 3 测试与验证

为了验证算法的实际效果，搭建了如图 4 所示的测试系统进行了实测，并与未采用提升性能方法的 PMU 进行了比较。时钟源给 PMU 和测试源提供共同的基准，理论值用于生成回放波形，并与模拟主站召唤的离线文件比较进行误差分析。进行误差分析时，截去测试前后各 1 s 的数据进行逐点比较取最大误差，避免模拟量施加和退出时阶跃过程的影响。

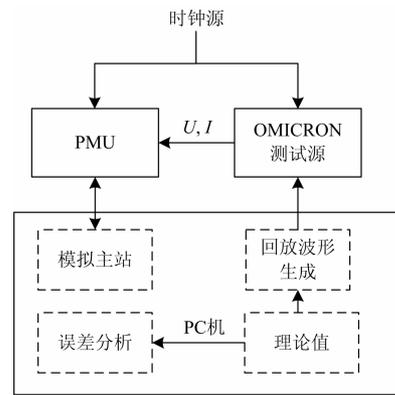


图 4 PMU 测试系统架构

Fig. 4 Configuration of PMU test system

测试项目包含±5 Hz 额定频偏测试、10% 2~13 次谐波、不同传输速率的带外干扰和阶跃响应、5 Hz 幅值相角同时调制、1 Hz/s 频率斜坡。测试结果见表 1 和表 2。

从测试结果可以看出，采用改进方法后，各种动态条件下相量测量精度均得到了显著提高。同时由于选择了最优的滤波器参数，相量测量的阶跃响应性能未受到太大影响，响应时间及超调量比使用

改进方法前有所增加,但能够满足主站应用的实时性要求。

表1 方差测量精度测试结果  
Table 1 Test results of measurement accuracy

测试项目		幅值 误差/%	相位 误差/(°)	频率 误差/Hz	ROCOF 误差/ (Hz/s)
±5 Hz 频偏	未改进	0.07	0.18	0.003	0.01
	改进后	0.04	0.17	0.002	0.01
10% 2~13 次谐波	未改进	0.08	0.47	0.006	0.04
	改进后	0.07	0.34	0.003	0.02
100 Hz 带 外	未改进	0.91	1.35	0.010	0.08
	改进后	0.06	0.30	0.004	0.02
50 Hz 带外	未改进	1.75	2.40	0.050	0.10
	改进后	0.11	0.55	0.007	0.05
25 Hz 带外	未改进	4.24	5.29	0.386	8.54
	改进后	0.19	0.82	0.009	0.08
5 Hz 幅值相 角同时调制	未改进	0.45	1.64	0.064	0.21
	改进后	0.18	0.95	0.020	0.06
1Hz/s 频率斜坡	未改进	0.13	0.57	0.002	0.04
	改进后	0.06	0.33	0.002	0.03

表2 阶跃变化测试结果  
Table 2 Test results of step changes

测试项目		相量 响应 时间/ ms	频率 响应 时间/ ms	频率 变化 率响 应时 间/ms	延 迟 时 间/ ms	超调 量/%
100 Hz 阶跃	未改进	30	70	100	1	0
	改进后	60	80	100	1	5
50 Hz 阶跃	未改进	40	80	100	1	0
	改进后	100	140	180	1	5
25 Hz 阶跃	未改进	40	80	100	1	0
	改进后	160	240	280	1	5

采用改进算法存储空间和程序运行时间上会增加一定消耗。主要的时间和空间增长来源于滤波运算, FIR 滤波运算为线性复杂度,随着传输速率增加,滤波阶数增长,时间和空间也线性增长。本文采用 10 ms 定时中断进行相量计算,算法执行时间和空间消耗的测试结果如图 5 所示,测得 10 ms 中断的程序执行时间最大增长 21%,程序存储空间最大增长 40%,对于目前的 PMU 装置的硬件水平来说在可接受的范围内。

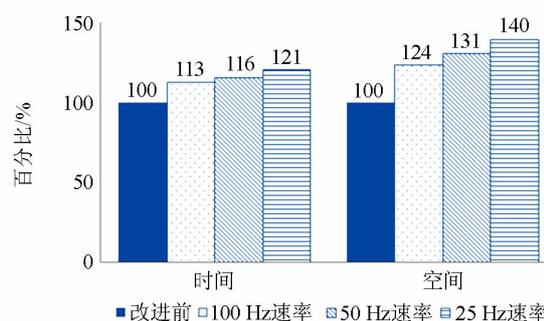


图5 不同传输速率下时间和空间消耗比较

Fig. 5 Consumption of time and space under different reporting rate

## 4 结论

本文分析了典型的电力系统动态条件下的信号模型及其在全周波 DFT 算法下的特征。DFT 算法会因频谱泄漏使相量精度受到影响,相量上传主站过程中,当计算相量中含有振荡频率高于奈奎斯特频率的分量时会发生频谱混叠,采用等纹波法设计的前置和后置滤波器对 DFT 频谱泄漏和带外干扰进行了抑制,并用快速算法计算相量、频率和频率变化率,提升了相量在动态条件下的测量精度。

然而,滤波器的采用会增加相量测量及上送的延时,可能会影响到数据上送主站的实时性。因此滤波器的参数设计是关键,通过等纹波法进行滤波器的设计,并编写 Matlab 脚本进行滤波器参数的循环验证,得到了最优的滤波参数,应用该参数对相量数据进行滤波处理,从而实现了 PMU 动态测量性能的整体提升。

## 参考文献

- [1] IEEE Standard C37.118.1—2011 IEEE standard for synchrophasors for power systems[S]. 2011.
- [2] 叶芳,焦彦军,周丹,等.一种基于傅立叶算法的高精度测频方法[J].电力系统保护与控制,2012,40(8):44-48.  
YE Fang, JIAO Yanjun, ZHOU Dan, et al. A high-accuracy algorithm of frequency measurement based on Fourier algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(8): 44-48.
- [3] 常鲜戎,王旋,方学珍.基波电流瞬时值检测及同步电流相量测量方法[J].电力系统保护与控制,2013,41(11):60-66.  
CHANG Xianrong, WANG Xuan, FANG Xuezheng. Fundamental current instantaneous value detection and

synchronized current phasor measurement method[J]. Power System protection and Control, 2013, 41(11): 60-66.

[4] 吴智利, 赵庆生, 陈惠英, 等. 低频采样下基于卡尔曼滤波的同步相量测量算法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(15): 94-99.  
WU Zhili, ZHAO Qingsheng, CHEN Huiying, et al. A Kalman-filter based phasor measurement algorithm under low sampling frequency[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(15): 94-99.

[5] 李健, 谢小荣, 韩英铎. 同步相量测量的若干关键问题[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(1): 45-48.  
LI Jian, XIE Xiaorong, HAN Yingduo. Some key issues of synchrophasor measurement[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(1): 45-48.

[6] 毕天姝, 刘灏, 杨奇逊. PMU 算法动态性能及其测试系统研究[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(1): 62-67.  
BI Tianshu, LIU Hao, YANG Qixun. Dynamic performance of PMU algorithm and its testing system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(1): 62-67.

[7] MAI R K, HE Z Y, FU L, et al. Dynamic phasor and frequency estimator for phasor measurement units[J]. IET Generation, Transmission and Distribution, 2010, 4(1): 73-83.

[8] SERNA J A DE LA O, MARTIN K E. Improving phasor measurements under power system oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2003 18(1): 160-166.

[9] 刘林, 林涛, 徐遐龄. 用于动态条件下同步相量测量的复带通滤波算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(10): 142-149.  
LIU Lin, LIN Tao, XU Xialing. A complex bandpass filtering algorithm for synchronized phasor measurement under dynamic conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(10): 142-149.

---

收稿日期: 2014-12-16; 修回日期: 2015-02-16

作者简介:  
沈 健(1977-), 男, 通信作者, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统自动化、电力系统时间同步、电力系统广域同步相量测量; E-mail: shenjian@sgepri.sgcc.com.cn  
周 斌(1970-), 男, 硕士, 教授级高工, 主要研究方向为电力系统自动化、电力系统同步相量测量; E-mail: zhoubin2@sgepri.sgcc.com.cn  
汪 昀(1987-), 男, 硕士研究生, 工程师, 主要研究方向为电力系统同步相量测量。E-mail: wangyun3@sgepri.sgcc.com.cn

(编辑 魏小丽)