

DOI: 10.7667/PSPC181347

## 适用于闭环控制的快速相量计算方法

李珏, 刘灏, 毕天姝, 杨奇逊

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京 102206)

**摘要:** 近年来, 大量电力电子设备在电力系统电源、电网与负荷侧广泛应用, 导致电力系统跨区域、跨电压等级的系统性连锁故障逐渐增多, 亟需精细化闭环控制。这要求同步相量测量装置(Synchrophasor Measurement Units, PMUs)在保证测量精度的同时, 具有快速的响应速度。针对这一问题, 提出了一种适用于闭环控制的快速相量测量方法。该方法分析了传统 DFT 算法在系统动态条件下的测量误差特性, 揭示了时标位置对相量测量精度与上传延时的影响。为减少 PMU 上传延时, 研究了将时标打在时间窗尾部时相量测量误差与动态相量模型参数的规律, 提出了相量修正方法, 在减少上传延时的同时兼顾了测量精度。仿真测试验证了所提方法的测量精度与上传延时远高于 PMU 标准对保护控制类 PMU 的要求, 可用于复杂电力系统闭环控制应用。

**关键词:** 同步相量测量装置; 动态相量模型; 离散傅里叶算法; 上传延时; 电力系统

### A fast phasor measurement method for closed-loop control

LI Jue, LIU Hao, BI Tianshu, YANG Qixun

(State Key Lab of Alternate Electric Power System with Renewable Energy Sources  
(North China Electric Power University), Beijing 102206, China)

**Abstract:** With the development of power electronic equipment in power, grid and load side, the systemic cascading failures across the voltage and region is increasing. The closed-loop control is needed. This requires Synchrophasor Measurement Units (PMUs) to measure phasors accurately and quickly. In this paper, a fast phasor measurement method for closed-loop control is proposed. The measurement error characteristic of traditional DFT under dynamic condition is revealed, and the influence of time mark position on accuracy and reporting latency is analyzed. The behavior of phasor measurement error and dynamic phasor model parameter with time mark at tail of window is analyzed. And the phasor modification method is proposed to reduce the reporting latency and ensure the accuracy. Simulation test verifies that the measurement accuracy and reporting latency is far exceed the standards of PMU for protection and control. It can be used for close-loop control.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2017YFB0902901) and National Natural Science Foundation of China (No. 51627811, No. 51725702 and No. 51707064).

**Key words:** synchrophasor measurement unit; dynamic phasor model; discrete Fourier transform (DFT); reporting latency; power system

## 0 引言

近年来, 我国电力系统在源网荷侧电力电子化特征越发明显<sup>[1]</sup>。在电源侧, 截至 2017 年, 我国风电、太阳能发电装机分别达到 1.64 亿 kW 和 1.30 亿 kW, 均居世界第一位; 电网侧, 已建成 3 条  $\pm 800$  kV 直流特高压输电线路, 运行的直流线路超过 20 条, 并且统一潮流控制器(Unified Power Flow

Controller, UPFC)电力电子装备不断投入运行; 负荷侧分布式电源与电动汽车等主动式负荷也在快速发展<sup>[2-5]</sup>。上述发展使得电力系统机理特性与运行控制方式发生了极大的变化<sup>[6-8]</sup>。含大量电力电子设备的电力系统动态特性主要取决于源网荷各环节电力电子变换器的控制系统, 整体转动惯量降低<sup>[9]</sup>。电力电子器件耐压通流能力弱, 导致系统抗扰能力明显降低, 跨区域、跨电压等级的系统性连锁故障逐渐成为一种常态<sup>[10]</sup>。这使得电力系统闭环精细化控制越发重要。进一步对电力系统监测设备测量的快速跟踪性提出了更高的要求, 以减少整个闭环控制

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2017YFB0902901); 国家自然科学基金资助项目(51627811, 51725702, 51707064)

延时, 提高控制效果<sup>[11]</sup>。

同步相量测量装置(Synchrophasor Measurement Units, PMUs)因其同步性与快速性, 已成为电力系统动态监测的最主要手段之一<sup>[12-14]</sup>。IEEE C37.118.1 中将 PMU 分为保护控制类(P 类)PMU 和测量类(M 类)PMU, 对两类 PMU 的相量精度要求分别设置<sup>[15]</sup>。M 类主要用于电力系统信号的同步量测及分析等应用, 不需要具有快速的响应速度, 要求精确相量量测的频带较宽, 要求具有消除带外频率分量的功能。P 类主要用于实现基于同步相量量测的闭环控制应用, 需要具有快速的响应速度, 延时短, 要求精确相量量测的频带较窄, 不要求具有消除带外频率分量的功能。我国 PMU 标准并没有进行分类, 统一为 M 类 PMU<sup>[16]</sup>。因此, 我国目前并没有适用于保护控制的 PMU<sup>[17]</sup>。

为改进相量测量精度, 近年来国内外学者进行了相关研究, 主要包括离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)及其改进算法<sup>[18-21]</sup>、高斯-牛顿法<sup>[22]</sup>、最小二乘法<sup>[23-24]</sup>、小相量法<sup>[25]</sup>等。然而, 上述文献均采用固定时间窗长, 为得到较高的测量精度, 需要较长的时间窗, 从而造成相量测量的上送延时时间(Reporting Latency, RL)长。RL 在 IEEE C37.118.1 中规定为 PMU 测量相量时标与该相量从 PMU 送出时间之间的时间差。这使闭环控制的输入测量数据严重滞后于相量时标所代表时间, 导致闭环控制仅能根据较长时间之前的系统状态做出控制策略, 严重影响控制效果。目前文献并未涉及减少 PMU 上送时间的适用于保护控制的快速相量测量方法。

针对这一问题, 本文分析了传统 DFT 算法在系统动态条件下的测量误差, 揭示了时标位置对相量测量精度与上送时间的影响。进一步, 研究提出了将时标打在时间窗尾的快速相量测量方法, 该算法在减小 PMU 上送延时的同时, 还提出了由于时标在时间窗尾部而造成的测量误差的修正方法, 同时兼顾了测量精度与上送延时。最后, 通过仿真测试验证了所提方法的有效性。

## 1 时标位置对相量测量的影响

为提高测量精度, 有文献提出了含有数字滤波器的 DFT 算法, 以消除动态信号带来的频谱泄漏问题<sup>[26]</sup>。本文以含有数字滤波器的 DFT 算法作为分析对象, 其公式为

$$\tilde{X} = \frac{\sqrt{2}}{A} \sum_{k=n}^{n+M-1} x(k-n)w(k-n)e^{-jk\omega_0\Delta t} \quad (1)$$

式中:  $\tilde{X}$  为 DFT 相量计算值;  $M$  为时间窗内采样点

个数;  $x(k)$  为输入信号的第  $k$  个采样值;  $\omega_0$  为额定角速度;  $\Delta t$  为采样间隔;  $n$  为计算数据窗  $k$  的初始值;  $w(k-n)$  为低通数字滤波器的系数, 阶数为  $M-1$ ,

$A = \sum_{k=n}^{n+M-1} w(k-n)$ , 该滤波器可有效滤除采样值与 DFT 正交系数的乘积中所含的高频分量( $2\omega_0$  附近), 保留低频分量。为简化起见, 后续推导中均忽略掉  $w(k-h)$  与高频分量, 只保留常数及低频分量。

为分析揭示含数字滤波器的 DFT 在动态条件下的测量性能, 现假设输入信号幅值是时变的, 频率为额定值, 相角亦为常数, 则信号为

$$x(t) = \sqrt{2}X_m(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2)$$

式中:  $X_m(t)$  为信号  $x(t)$  的幅值, 是关于时间  $t$  的函数;  $\varphi_0$  为初始相角。

将式(2)代入式(1)中, 可得

$$\begin{aligned} \tilde{X} &= \frac{\sqrt{2}}{A} \sum_{k=n}^{n+M-1} \sqrt{2}X_m[(k-n)\Delta t] \cos\left[\left(\omega_0(k-n)\Delta t\right) + \varphi_0\right] e^{-jk\omega_0\Delta t} = \\ &= \frac{1}{A} \sum_{k=n}^{n+M-1} \left\{ [X_m[(k-n)\Delta t] \cos(-n\omega_0\Delta t + \varphi_0)] - \right. \\ &\quad \left. j[X_m[(k-n)\Delta t] \sin(-n\omega_0\Delta t + \varphi_0)] \right\} = \\ &= \frac{X_m(0) + \dots + X_m[(M-1)\Delta t]}{A} [\cos(-n\omega_0\Delta t + \varphi_0) - \\ &\quad j \sin(-n\omega_0\Delta t + \varphi_0)] = \\ &= \frac{X_m(0) + X_m(\Delta t) + \dots + X_m[(M-1)\Delta t]}{A} \angle(-n\omega_0\Delta t + \varphi_0) \end{aligned} \quad (3)$$

可以看出, 由于 DFT 算法本质上是将时间窗内的相量参数当做常数, 因此 DFT 计算相量幅值为时间窗内信号幅值的平均值。当输入信号幅值为时变时, 会产生测量误差。但计算相量的相角并不受幅值变化的影响, 式(3)中相角的  $-n\omega_0\Delta t$  是由于不同时标位置引入的相角偏移量。

现假设输入信号幅值为常数, 频率发生恒定偏移, 偏移量为  $\Delta\omega$ , 相角因频率偏移发生线性时变, 则忽略计算过程中的高频分量后, DFT 计算相量过程为

$$\begin{aligned} \tilde{X} &= \frac{\sqrt{2}}{A} \sum_{k=n}^{n+M-1} x(k-n)e^{-jk\omega_0\Delta t} = \\ &= \frac{1}{A} X_m \sum_{k=n}^{n+M-1} \left\{ \cos[\Delta\omega(k-n)\Delta t - n\omega_0\Delta t + \varphi_0] - \right. \\ &\quad \left. j \sin[\Delta\omega(k-n)\Delta t - n\omega_0\Delta t + \varphi_0] \right\} = \\ &= \frac{X_m}{A} e^{j(-n\omega_0\Delta t)} e^{j\varphi_0} \sum_{k=n}^{n+M-1} e^{j(\Delta\omega(k-n)\Delta t)} = \\ &= \frac{\sin \frac{\Delta\omega\Delta t M}{2}}{A \sin \frac{\Delta\omega\Delta t}{2}} X_m e^{j\varphi_0} e^{j\left(\frac{M-1}{2}\Delta\omega\Delta t\right)} e^{-jn\omega_0\Delta t} = \\ &= \frac{\sin \frac{\Delta\omega\Delta t M}{2}}{A \sin \frac{\Delta\omega\Delta t}{2}} X_m \angle\left(\frac{M-1}{2}\Delta\omega\Delta t - n\omega_0\Delta t + \varphi_0\right) \end{aligned} \quad (4)$$

可看出,当信号幅值保持不变,相角因频率偏移而发生线性变化时,计算相量的幅值会有与  $\Delta\omega$ 、 $\Delta t$ 、 $M$  有关的误差,需进行补偿。此外,当参照  $\omega_0$  旋转的坐标系时,计算相量相角为  $(M-1)\Delta\omega\Delta t/2$ ,此相角与计算时间窗内相量相角的平均值一致。

相角发生非线性时变时(如系统振荡),采用数学计算方法分析较困难,论文采用图示方法进行了分析,结论与式(4)一致,不再赘述。

国内外 PMU 标准规定相量时标可选择打在时间窗首点、中点或尾点<sup>[6-7]</sup>。当输入信号幅值、相角和频率均为常数时,由上述分析可知,时标位置选在窗首、窗中和窗尾时 DFT 相量测量值均与时标所对应的实际值一致,不存在误差。当相量参数为时变时,时标位置会影响到测量误差。由于 DFT 测量相量为时间窗内相量的平均值,所以将时标打在时间窗中部可最大程度减小测量误差。

然而,将时标打在时间窗中部会导致上送延时(Reporting Latency, RL),如图 2 所示。RL 的大小直接影响到基于 PMU 的闭环保护控制类应用能否快速拿到实时测量数据,从而发出准确的控制命令。IEEE C37.118.1a 规定保护控制类 PMU 的上送延时应小于  $2/F_s$ ,  $F_s$  为 PMU 上传频率。由图 2 可知,上送延时包括时标位置与时间窗尾部的时间差( $RL_1$ )、处理器计算时间( $RL_2$ )、测量结果打包发送时间( $RL_3$ )。DFT 时间窗一般至少一个周波(20 ms),有时为提高测量精度会延长到两个周波甚至更长(>40 ms)。由于 PMU 需实时测量,所以  $RL_2$  与  $RL_3$  一般为毫秒级别。RL 的主要贡献来自  $RL_1$ ,若时标在时间窗中部,则  $RL_1$  为半个时间窗长,即 10 ms 或 20 ms,甚至更长。若将时标打在时间窗尾部,则可将  $RL_1$  缩短为 0 ms,大大减小 RL。而由上述分析可知,将时标打在窗尾会增大动态条件下的相量测量误差,亦会影响保护控制效果。因此,如何在将时标打在窗尾的同时,保证动态相量测量精度至关重要。

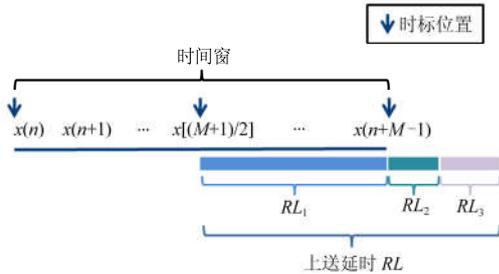


图 1 上送延时构成

Fig. 1 Reporting latency

## 2 快速相量计算方法

为表征电力系统动态条件下的相量,将相量模型中所有参数都表示为关于时间的函数,并利用二阶泰勒级数来模拟相量参数的非线性变化波形,则动态相量模型为

$$\begin{aligned} \dot{X} &= X_m(t) e^{j2\pi \int_0^t \Delta f(t) dt + \varphi_0} = \\ & X_m(t) \angle (2\pi \int_0^t \Delta f(t) dt + \varphi_0) = \\ & (a_2 t^2 + a_1 t + a_0) \cos(2\pi f_0 + b_2 t^2 + b_1 t + b_0) \end{aligned} \quad (5)$$

式中:  $a_2 = d^2 X_m(t) / dt^2 |_{t=0}$ ,  $a_1 = dX_m(t) / dt |_{t=0}$ ,  $a_0 = X_m(0)$ ;  $b_2 = d^2 \varphi(t) / dt^2 |_{t=0}$ ,  $b_1 = d\varphi(t) / dt |_{t=0}$ ,  $b_0 = \varphi(0)$ 。

现以幅值为例进行分析,将式(5)中幅值  $X_m(t)$  代入式(1)进行相量计算,并首先先将时标打在时间窗中,即  $k$  取值从  $-(M-1)/2$  开始,假设  $\Delta f(t)=0$  以简化推导过程,则式(1)可化简为

$$\begin{aligned} \tilde{X} &= \frac{1}{A} \sum_{k=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} [a_2 (k\Delta t)^2 + a_1 (k\Delta t) + a_0] w(k + \frac{M-1}{2}) e^{j\varphi_0} = \\ & \frac{1}{A} e^{j\varphi_0} \begin{bmatrix} a_2 \Delta t^2 \\ a_1 \Delta t \\ a_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \left(\frac{M-1}{2}\right)^2 & -\frac{M-1}{2} & 1 \\ \left(\frac{M-1}{2}+1\right)^2 & -\frac{M-1}{2}+1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \left(\frac{M-1}{2}\right)^2 & \frac{M-1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ w(2) \\ \vdots \\ w(M-1) \end{bmatrix} = \\ & \frac{1}{A} e^{j\varphi_0} CTW \end{aligned} \quad (6)$$

由于数字滤波器系数是对称的,即  $w(i)=w(M-1-i)$ ,  $i=0, 1, \dots, N-1$ , 则  $TW/A$  可化简为

$$\begin{aligned} \frac{TW}{A} &= \frac{1}{A} \begin{bmatrix} w(0) \left(\frac{M-1}{2}\right)^2 + \dots + w(1)(0)^2 + \dots + w(0) \left(\frac{M-1}{2}\right)^2 \\ w(0) \left(\frac{M-1}{2}\right) + \dots + w(1)(0) + \dots + w(0) \left(\frac{M-1}{2}\right) \\ w(0) + w(1) + \dots + w(0) \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} \tilde{k}_2 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (7)$$

式中,

$$\tilde{k}_2 = \frac{w(0) \left(\frac{M-1}{2}\right)^2 + w(1) \left(\frac{M-1}{2} + 1\right)^2 + \dots + w(0) \left(\frac{M-1}{2}\right)^2}{w(0) + w(1) + \dots + w(0)} \quad (8)$$

则式(6)变为

$$\tilde{\mathbf{X}} = (a_2 \Delta t^2 \tilde{k}_2 + a_0) e^{j\phi_0} \quad (9)$$

则计算相量幅值  $\tilde{\mathbf{X}}_m$  为

$$\tilde{\mathbf{X}}_m = a_2 \Delta t^2 \tilde{k}_2 + a_0 \quad (10)$$

此时, 时标仍在时间窗中部, 为减少  $RL$ , 需将时标移到时间窗尾部。时间窗尾相量幅值的真实值为

$$\mathbf{X}_{mr} = a_2 \left( \Delta t \frac{M-1}{2} \right)^2 + a_1 \left( \Delta t \frac{M-1}{2} \right) + a_0 \quad (11)$$

则相量量测误差为

$$e_m = \mathbf{X}_{mr} - \tilde{\mathbf{X}}'_m = \left( \frac{M-1}{2} \right)^2 a_2 \Delta t^2 + \frac{M-1}{2} a_1 \Delta t \quad (12)$$

式中,  $e_m$  为幅值量测误差。将  $e_m$  对  $a_1$  求偏导, 可得

$$\frac{\partial e_m}{\partial a_1} = \frac{M-1}{2} \Delta t = \delta \quad (13)$$

对于一台 PMU 装置, 其采样间隔  $\Delta t$  与时间窗长度  $M$  均为固定值, 所以  $\delta$  为常数。因此, 可以看出窗尾时标导致的幅值测量误差与  $a_1$  呈线性关系。

为验证上述推导的正确性, 本文仿真了输入调制频率不同的幅值调制信号时, 时标在窗尾的相量幅值计算误差与  $a_1$  的关系, 如图 2 所示。可以看出, 两者的关系呈椭圆状, 椭圆长轴以定斜率倾斜, 且斜率基本一致。这是由于本文用二阶多项式模拟相量参数的非线性变化, 幅值调制信号的幅值以正弦函数  $\sin t$  变化。当幅值在正弦函数波峰或者波谷时,  $a_1=0$ , 而幅值随时间变化非线性度高, 用二阶多项式拟合误差最大; 当幅值在正弦函数过零点时,  $a_1$  最大, 但是幅值随时间变化几乎为线性, 用二阶多项式可精确拟合。因此, 在计及模型误差的情况下, 幅值误差与  $a_1$  呈倾斜的椭圆形状。若采用更高阶的相量模型, 可使椭圆形状更扁, 更接近于直线。但高阶相量模型会增加计算量, 且更易受噪声等干扰信号的影响。

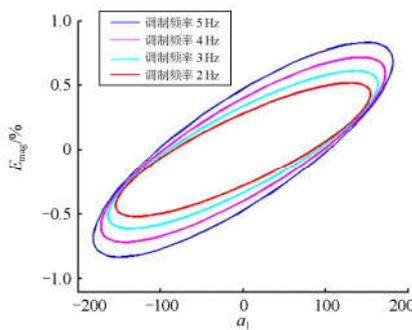


图 2 幅值测量误差与  $a_1$  的关系

Fig. 2 Relationship between magnitude measurement error and  $a_1$

因此, 本文仍采用二阶多项式相量模型, 利用式(6)得到一系列初始幅值  $\tilde{\mathbf{X}}'_m$ , 再利用最小二乘法得到  $a_2$ 、 $a_1$  与  $a_0$ , 如式(14)所示。式中  $P$  为参与曲线拟合的个数,  $\Delta t_c$  为相量计算时间间隔。得到  $a_1$  后, 可根据提前计算得到的  $\delta$  对  $\tilde{\mathbf{X}}'_m$  进行测量误差补偿。虽然由于模型不够准确造成的误差未得到补偿, 但修正后的测量结果可满足标准与应用的要求, 且具有很小的上送延时( $RL$ ), 具体见第 3 节内容。相量相角测量修正类似, 不再赘述。

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}'_m{}^0 \\ \tilde{\mathbf{X}}'_m{}^1 \\ \tilde{\mathbf{X}}'_m{}^2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{X}}'_m{}^{P-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & \Delta t_c & \Delta t_c^2 \\ 1 & 2\Delta t_c & 2^2 \Delta t_c^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & (P-1)\Delta t_c & (P-1)^2 \Delta t_c^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

### 3 仿真测试

#### 3.1 频率扫描测试

不同电力系统的运行模式将导致电力系统信号的实际频率偏移其额定值。此外, 故障亦会导致较大的频率偏移。本节列出了提出的相量测量方法在不同程度的频率偏移条件下的量测精度。IEEE C37.118.1a-2014 中规定输入信号的频率从 48 Hz 变为 52 Hz, 且在每个频率点保持稳态, 以最大的综合矢量误差(Total Vector Error, TVE)来评估测量精度, 如式(15)所示。式中, 相量量测值为  $\hat{X}_r + j\hat{X}_i$ , 相量理论值为  $X_r + jX_i$ 。标准规定最大 TVE 为 1%。测试结果如图 3 所示, 可以看出本文提出的相量测量方法的量测误差低于标准要求 1~2 个数量级。

$$TVE = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r - X_r)^2 + (\hat{X}_i - X_i)^2}{(X_r)^2 + (X_i)^2}} \quad (15)$$

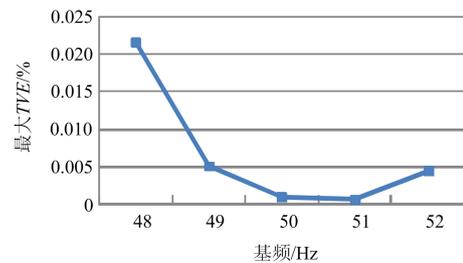


图 3 不同基波频率下的 TVE 最大值

Fig. 3 Maximum TVE under different fundamental frequencies

#### 3.2 谐波影响测试

大量电力电子设备的接入, 导致电力系统不可避免地存在谐波。本节采用了在 49.5 Hz、50 Hz 及 50.5 Hz 下的 1% 的 2 次、3 次、8 次、13 次、25 次及 50 次谐波的电力系统信号来验证提出的相量

测量方法的抗谐波干扰能力。测试中规定最大的 *TVE* 为 1%。

表 1 谐波影响下的相量测量误差统计

Table 1 Error statistic under impact of harmonic

基频/Hz	谐波	最大 <i>TVE</i> /%
50	3rd	0.001 1
50	8th	0.006 658
50	13th	0.001 1
50	25th	0.001 002
50	50th	0.002 847

表 1 中列出了不同谐波影响下的相量测量误差。可以看出，量测误差比标准小 2 个数量级以上。所以该相量测量方法对谐波影响有较好的免疫能力。

### 3.3 调制测试

调制测试用来模拟电力系统发生振荡时信号的幅值和相角的波动波形。通常来说，电网节点的正序电压信号的幅值与相角同时发生振荡，且振荡角度相差 180°。在测试过程中，信号的幅值与相角以正弦波形发生变化。一般误差在振荡的波峰或波谷等非线性程度最大的地方最大。

测试中幅值调制深度为 10%，相角调制深度为 0.1 rad，调制频率从 0.1~2 Hz。IEEE C37.118.1a-2014 规定最大 *TVE* 为 3%。幅值调制和相角调制测试结果如图 4 和图 5 所示。

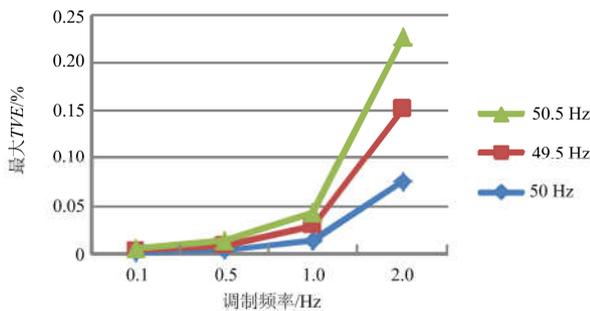


图 4 幅值调制测试最大 *TVE*

Fig. 4 Maximum *TVE* under magnitude modulation inputs

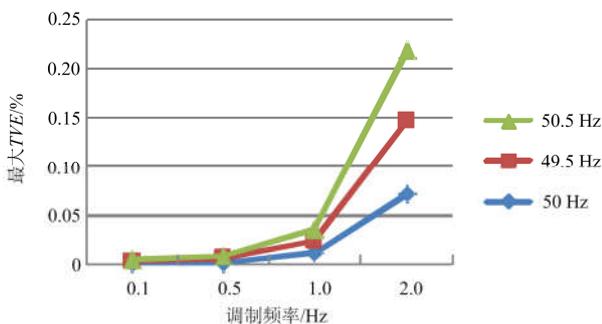


图 5 相角调制测试最大 *TVE*

Fig. 5 Maximum *TVE* under angle modulation inputs

可以看出，量测误差随着调制频率的增大而增大。这是由于随着调制频率的增大，信号在一个时间窗内的变化也越来越快。不过仍小于标准要求至少 1 个数量级，可证明提出的相量测量方法具有较为精确的动态信号跟踪能力。

### 3.4 频率斜坡测试

频率斜坡测试用来模拟电力系统失步过程，不同于频率扫描测试，其基频从 48 Hz 以 1 Hz/s 连续变化至 52 Hz。IEEE C37.118.1a-2014 规定最大 *TVE* 为 1%。通过仿真可知，提出的相量测量方法误差比标准要求小至少 1 个数量级，可在持续变化的频率下准确地量测相量，如表 2 所示。

表 2 频率斜坡测试误差统计

Table 2 Error statistic for the frequency ramp test

频率变化范围/Hz	最大 <i>TVE</i> /%
48~52	0.033

### 3.5 上送延时测试

IEEE C37.118.1a-2014 规定 P 类 PMU 的上送延时 *RL* 最大不超过  $2/F_s$ ，即  $F_s$  越大，*RL* 越小。当  $F_s$  最大等于 100 Hz 时，*RL* 为最小的 20 ms。由于本文所提方法将时标打在时间窗尾部，所以上送延时中的时标延时( $RL_1$ )为 0 ms。上送延时仅由处理器计算时间( $RL_2$ )与测量结果打包发送时间( $RL_3$ )决定。本文将所提算法在实际商用 PMU 硬件上进行了实现，测试表明该算法可最高在计算频率为 400 Hz 的情况下保证实时运行，即每两个计算相量之间时间间隔为 2.5 ms。为保证实时运行，某一时标下的相量计算与数据打包处理时间( $RL_2$ 与 $RL_3$ )必须在下一相量计算时间到来之前完成，即  $RL_2$ 与 $RL_3$ 必小于 2.5 ms。因此，本文方法的  $RL < 2.5$  ms，远小于 IEEE C37.118.1a-2014 的规定。

## 4 结论

针对如何在保证相量测量精度的同时，缩短其上传延时这一问题，为含有大量电力电子设备电力系统的闭环控制提供快速与准确的测量相量，本文分析并揭示了传统 DFT 算法在系统动态条件下的测量误差特性，发现了相量时标位置的设定无法同时兼顾测量精度与上传延时。研究揭示了将时标打在时间窗尾部时相量测量误差与动态相量模型一阶参数的线性规律，并指出由于动态相量模型误差导致该线性规律实际以椭圆方式呈现。进一步，提出了相量修正方法，在减少上传延时的同时兼顾了测量精度。仿真测试验证了所提方法的测量误差与上传延时低于 PMU 标准对保护控制类 PMU 的要

求一个数量级以上,可为电力系统闭环控制提供快速准确的测量相量。

### 参考文献

- [1] 刘振亚. 全球能源互联网[M]. 北京: 中国电力出版社, 2015.
- [2] 李永刚, 韩冰, 刘天皓. 分布式能源接入直流配网的潮流优化[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2016, 43(2): 17-22, 29.  
LI Yonggang, HAN Bing, LIU Tianhao. Power flow optimization of distributed energy access DC distribution grid[J]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 2016, 43(2): 17-22, 29.
- [3] VISHAL D, KRISHAN K P, PARDEEP S, et al. Optimization of photovoltaic power system: a comparative study[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 29-39. DOI: 10.1186/s41601-017-0036-2.
- [4] 高金辉, 朱迎正. 基于新电源模型的动力锂电池荷电状态估计研究[J/OL]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2019, 47(1): 58-61, 92.  
GAO Jinhui, ZHU Yingzheng. Study on state estimation of power lithium battery based on new power supply mode[J]. Journal of Henan Normal University (Natural Science Edition), 2019, 47(1): 58-61, 92.
- [5] 高金辉, 巴雁远, 郑晓彦. 基于贝叶斯次优解的锂电池 SOC 初值追踪研究[J]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2017, 45(6): 27-30.  
GAO Jinhui, BA Yanyuan, ZHENG Xiaoyan. Lithium-ion batteries SOC initial value tracking based on suboptimal solutions of Bayesian filter[J]. Journal of Henan Normal University (Natural Science Edition), 2017, 45(6): 27-30.
- [6] 肖湘宁, 罗超, 廖坤玉. 新能源电力系统次同步振荡问题研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 85-97.  
XIAO Xiangning, LUO Chao, LIAO Kunyu. Review of the research on subsynchronous oscillation issues in electric power system with renewable energy sources[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 85-97.
- [7] 肖湘宁, 廖坤玉, 唐松浩, 等. 配电网电力电子化的发展和超高次谐波新问题[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 707-720.  
XIAO Xiangning, LIAO Kunyu, TANG Songhao, et al. Development of power-electronized distribution grids and the new supraharmonics issues[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 707-720.
- [8] 张天, 龚雁峰. 特高压交直流电网输电技术及运行特性综述[J]. 智慧电力, 2018, 46(2): 87-92.  
ZHANG Tian, GONG Yanfeng. Research on transmission technologies and operational performance of UHV AC/DC power grid in China[J]. Smart Power, 2018, 46(2): 87-92.
- [9] 李生福, 张爱玲, 李少华, 等. “风火打捆”交直流外送系统的暂态稳定控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(1): 108-114.  
LI Shengfu, ZHANG Ailing, LI Shaohua, et al. Study on transient stability control for wind-thermal-bundled power transmitted by AC/DC system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(1): 108-114.
- [10] 董希建, 罗剑波, 李雪明, 等. 交直流混联受端电网频率紧急协调控制技术及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(18): 59-66.  
DONG Xijian, LUO Jianbo, LI Xueming, et al. Research and application of frequency emergency coordination and control technology in hybrid AC/DC power grids[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(18): 59-66.
- [11] 王宾, 孙华东, 张道农. 配电网信息共享与同步相量测量应用技术评述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(增刊 1): 1-7.  
WANG Bin, SUN Huadong, ZHANG Daonong. Review on data sharing and synchronized phasor measurement technique with application in distribution systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(S1): 1-7.
- [12] PHADKE A G, THORP J S. Synchronized phasor measurements and their applications[M]. Springer Press, 2008.
- [13] 谢小荣, 王银, 刘华坤, 等. 电力系统次同步和超同步谐波相量的检测方法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(21): 189-194.  
XIE Xiaorong, WANG Yin, LIU Huakun, et al. Detection method for sub-synchronous and super-synchronous harmonic phasors in power system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(21): 189-194.
- [14] 李昂, 刘亚东, 孙鹏, 等. 基于  $\mu$ PMU 相位数据的配电网拓扑识别方法[J]. 智慧电力, 2017, 45(11): 31-36.  
LI Ang, LIU Yadong, SUN Peng, et al. Distribution network topology identification method based on phase data by  $\mu$ PMU[J]. Smart Power, 2017, 45(11): 31-36.
- [15] IEEE standard for synchrophasor measurements for power systems-amendment 1: modification of selected performance

- requirements: IEEE Std C37.118.1a—2014[S]. New York: IEEE Power and Energy Society, 2014.
- [16] 电力系统实时动态监测系统技术规范: Q/GDW 1131—2014[S]. 北京: 国家电网公司, 2015.  
Technology specifications of power system real time dynamic monitoring system: Q/GDW 1131—2014[S]. Beijing: State Grid Corporation of China, 2015.
- [17] 毕天姝, 刘灏, 杨奇逊. PMU 算法动态性能及其测试系统[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.
- [18] BI Tianshu, LIU Hao, FENG Qian, et al. Dynamic phasor model-based synchrophasor estimation algorithm for M-Class PMU[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3): 1162-1171.
- [19] MAI Ruikun, HE Zhengyou, FU Ling, et al. A dynamic synchrophasor estimation algorithm for online application[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(2): 570-578.
- [20] 袁石良, 董杰, 徐志强, 等. 基于频率测量值的相量及电气量的 DFT 修正算法[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(14): 122-127.  
YUAN Shiliang, DONG Jie, XU Zhiqiang, et al. A correction DFT algorithm of phasor and electric parameters based on frequency measurement[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14): 122-127.
- [21] 周治国, 王毅, 张华良. 高频采样下基于 DFT 的配电网相量测量算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(19): 101-108.  
ZHOU Zhiguo, WANG Yi, ZHANG Hualiang. Research on phasor measurement algorithm of distribution network based on DFT under high frequency sampling[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(19): 101-108.
- [22] DASH P K, KRISHNANAND K R, PADHEE M. Fast recursive Gauss-Newton adaptive filter for the estimation of power system frequency and harmonics in a noisy environment[J]. IET Generation, Transmission and Distribution, 2011, 5(12): 1277-1289.
- [23] 卢达, 林繁涛, 白静芬. 四分之三基波周期最小二乘相量估计算法[J]. 电网技术, 2015, 39(4): 1139-1145.  
LU Da, LIN Fantao, BAI Jingfen. Synchrophasor estimation using three-quarter fundamental period least squares[J]. Power System Technology, 2015, 39(4): 1139-1145.
- [24] 曹磊, 赵庆生, 王旭平, 等. 基于改进泰勒加权最小二乘法的相量测量算法[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(7): 24-30.  
CAO Lei, ZHAO Qingsheng, WANG Xuping, et al. A phasor measurement algorithm based on improved Taylor weighted least squares[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(7): 24-30.
- [25] SERNA J A O. Dynamic phasor estimates for power system oscillations[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(5): 1648-1657.
- [26] 刘灏, 毕天姝, 杨奇逊. 数字滤波器对 PMU 动态行为的影响[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(19): 49-57.  
LIU Hao, BI Tianshu, YANG Qixun. The impact of digital filter on the PMU dynamic performance[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(19): 49-57.

收稿日期: 2018-10-30; 修回日期: 2018-12-07

作者简介:

李 珏(1989—), 女, 博士研究生, 研究方向为广域同步相量测量技术;

刘 灏(1985—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为广域同步相量测量技术及其应用; E-mail: hliu@ncepu.edu.cn

毕天姝(1973—), 女, 通信作者, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统保护与控制、广域同步相量测量技术及应用。

(编辑 周金梅)