

DOI: 10.7667/PSPC160160

动态相量估计算法特征分析及比较

卢达, 林繁涛, 赵莎, 白静芬

(中国电力科学研究院, 北京 100192)

摘要: 电力系统的实际应用对相量估计算法的动态性能有很高要求。首先, 分析了动态向量估计算法应具有基频附近频率响应幅值平坦的频域特征, 和采样时间窗尽可能短的时域特征。其次, 提出了一种带通滤波的四分之三周期最小二乘相量估计算法, 这种算法符合上述时域和频域特征。第三, 对提出算法的计算复杂度进行了定量计算, 对提出的算法在各种类型的动态信号下的估计效果进行了仿真。与通用的离散傅里叶相量估计算法、估计效果较好的泰勒-傅里叶变换向量估计算法比较后说明, 所提出的算法是一种能够在计算复杂度和相量动态效果间取得较好平衡的动态相量估计算法。

关键词: 相量估计; 最小二乘法; 动态性能; 傅里叶变换; 泰勒-傅里叶变换

Analysis and comparison of dynamic phasor estimation algorithms

LU Da, LIN Fantao, ZHAO Sha, BAI Jingfen

(China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China)

Abstract: The dynamic performance of a phasor estimation algorithm is highly expected by electric power applications. Firstly, the paper analyzes the frequency domain feature and time domain feature which a good dynamic phasor estimation algorithm should have. The frequency domain feature is that the frequency response of the algorithm near the fundamental frequency should be flat and the time domain feature is that the sample window should be as short as possible. Secondly, this paper proposes a three-quarter fundamental period least squares with band-pass filter (TQLSBF) phasor estimation algorithm which has the features mentioned above. Thirdly, the computational complexity of the proposed algorithm is analyzed and the estimation performance in various dynamic situation is simulated. The simulation results are compared with that of discrete Fourier transform phasor estimation algorithm and Taylor-Fourier Transform phasor estimation algorithm, which show that the proposed algorithm can balance the computational complex and dynamic performance efficiently.

Key words: phasor estimation; least square method; dynamic performance; discrete Fourier transform; Taylor-Fourier Transform

0 引言

相量估计是实现广域电网故障识别^[1-2]、低频振荡辨识^[3]、电压在线监测^[4]等技术的基础, 相量估计算法直接影响着相量估计的准确性。实际运行中电网的电压电流均处于动态, 而且电网还可能发生低频振荡、频率偏移等故障, 因此, 同步相量估计算法的动态性能十分重要。

基于傅里叶变换的方法是当前广泛应用的一种相量估计算法。但传统的离散傅里叶变换估计法(Discrete Fourier Transform, DFT)只适用于静态估计, 当被测信号处于动态时 DFT 的估计效果会显著

下降^[5]。很多学者研究了改善 DFT 动态性能的方法。最主要的思路是利用包含高阶泰勒级数展开的动态模型代替 DFT 中的静态模型描述被估计相量。例如, 文献[6]利用有限差分的方法获得估计相量的一阶和二阶泰勒级数展开, 补偿 DFT 估计结果; 文献[7]采用最小二乘法(Least Squares, LS)估计动态模型的参数, 再计算估计相量, 作者称之为泰勒-傅里叶变换法(Taylor-Fourier Transform, TFT); 文献[8]则将调制的频率模型包含到基频模型中, 循环估计泰勒级数展开项和调制频率。

利用泰勒级数展开的方法可以得到较好的动态相量估计性能, 但这些方法都是通过增加算法的复

杂性提高动态效果, 必须付出降低相量估计算法快速性的代价。同时, 利用泰勒级数展开的方法需要包含多个基波周期的采样值以完成计算^[9], 从另一方面限制了相量估计的快速性。同步相量估计可以划分为保护类应用和测量类应用两种类型。保护类应用需要根据相量估计结果做出保护的動作, 因此在满足一定准确性要求的同时, 更强调估计的快速性。而在测量类应用中, 对估计结果的准确性要求更高, 对快速性的要求可以略低。因此, 现有的基于泰勒级数展开的动态相量估计算法适合测量类应用, 不适合保护类应用。

本文分析了快速相量估计算法应具备的时域和频域特性, 提出了一种符合这些特征的动态相量估计算法, 定量比较了提出算法和 DFT 算法、TFT 算法的计算复杂度, 用总相量误差(Total Vector Error, TVE)指标^[10]评价了提出算法的准确性。仿真结果证明了提出算法可以在计算复杂度和相量动态效果间取得较好平衡。

1 动态相量估计算法的特征

电力系统中常见的动态信号可表示为幅值调制、相位调制、幅值阶跃、相位阶跃和频率线性变化 5 种^[10-11]。假设输入信号为

$$s(t) = a \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (1)$$

式中: a 为基波幅值; f 为基波频率; t 为当前时刻; φ 为初始相位。

则幅值调制的输入信号可以表示为

$$s_{am}(t) = [1 + a_1 \cos(2\pi f_1 t)] a \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (2)$$

式中: a_1 为幅值的调制幅值; f_1 为幅值的调制频率, 实际中调制频率通常在 0.1~2 Hz。将式(2)展开并进行积化和差运算可知, 式(1)的输入信号可看作基频信号与频率为 $(f_1 + f)$ 和 $(f_1 - f)$ 的信号之和^[12]:

$$s_{am}(t) = a \cos(2\pi ft + \varphi) + \frac{aa_1}{2} \cos[2\pi(f - f_1)t + \varphi] + \frac{aa_1}{2} \cos[2\pi(f + f_1)t + \varphi] \quad (3)$$

相位调制的信号可以表示为

$$s_{pm}(t) = a \cos[2\pi ft + \varphi + a_2 \cos(2\pi f_2 t)] \quad (4)$$

式中: a_2 为相位的调制幅值; f_2 为相位的调制频率, 通常在 0.1~2 Hz。易知, 式(4)的频率可以表示为

$$f_{pm}(t) = f - a_2 f_2 \sin(2\pi f_2 t) \quad (5)$$

频率线性变化的输入信号可以表示为

$$s_r(t) = a \cos[2\pi ft + \varphi + 2\pi R_f t^2] \quad (6)$$

式中, R_f 为频率变化率。

$$f_{pm}(t) = f + R_f t \quad (7)$$

在实际中, 频率变化的范围一般不超过 3 Hz, 频率变化率范围一般为 $[-2, 2]$ Hz/s。

幅值阶跃的输入信号可以表示为

$$s_{as}(t) = (1 + k_a g(t)) a \cos[2\pi ft + \varphi] \quad (8)$$

式中: k_a 为幅值阶跃步长; $g(t)$ 为阶跃值为 1 的阶跃函数。

相位阶跃的输入信号可以表示为

$$s_{ps}(t) = a \cos[2\pi ft + \varphi + k_p g(t)] \quad (9)$$

式中: k_p 为相位阶跃步长。

从以上动态信号的形式可以总结出动态相量估计算法应该具有的两个性质。

首先, 从频域而言, 动态相量估计算法应具有在基频附近频谱幅值平坦的特性。由式(3)、式(5)和式(7)可知, 幅值调制、相位调制和频率线性变化 3 种动态信号都可以视为基波信号在基频附近发生的变化。要准确估计这 3 种动态信号, 相量估计算法应具有在基频附近频谱幅值平坦的特征, 理想的频谱图如图 1 所示。

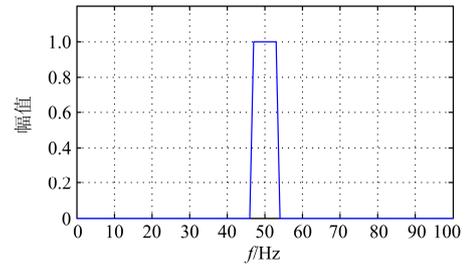


图 1 理想的动态相量估计算法频谱图

Fig. 1 Ideal frequency response of dynamic phasor estimation algorithms

其次, 从时域而言, 动态相量估计算法的采样时间窗应尽量短。相量估计算法的原理是根据平均采样时间窗内的信息计算相量估计值。由式(8)和式(9)可知, 当发生幅值阶跃或相位阶跃时, 采样时间窗内的信号会发生突变, 采样时间窗越长, 突变对相量估计算法的影响时间越长, 动态相量估计效果越差。采样时间窗对相量估计的这种影响可如图 2 所示, 图中实线为被估计信号的幅值, 虚线为较长的采样时间窗以及估计的信号幅值, 短虚线为较短的采样时间窗以及估计信号的幅值。

2 一种快速动态相量估计算法

保护类应用是相量估计的主要应用方向之一。在这类应用中, 要求相量估计算法在满足一定准确

性要求的同时, 尽量快地做出估计。为适合保护类应用, 本文提出一种带通滤波的四分之三周期最小二乘(Three-quarter Fundamental Period Least Squares with Band-pass Filter, TQLSBF) 相量估计算法。

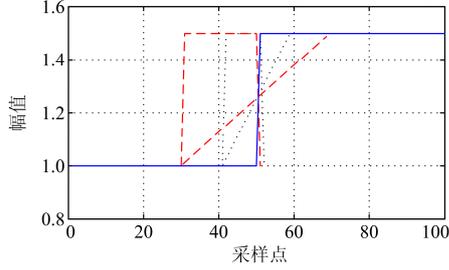


图2 时间窗长度对相量动态估计的影响
Fig. 2 Effect of the length of windows on dynamic phasor estimation

式(1)可以表示为

$$s(t) = \frac{1}{2}(pe^{j2\pi ft} + \bar{p}e^{-j2\pi ft}) \quad (10)$$

式中, $p = ae^{j\varphi}$, \bar{p} 为 p 的共轭相量。则当采样时间窗为四分之三基波周期时, 式(10)可以表示为

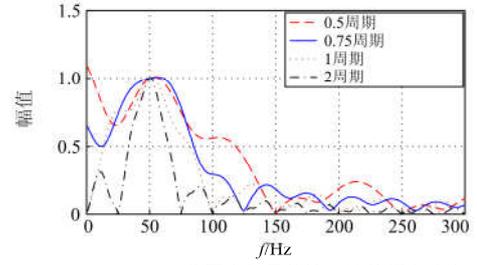
$$\begin{pmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(\frac{3N}{4}-1) \end{pmatrix} = \mathbf{B}_{\text{sq}} \frac{1}{2} \begin{pmatrix} p \\ \bar{p} \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{B}_{\text{sq}} = \begin{pmatrix} e^{j2\pi f \Delta t} & e^{-j2\pi f \Delta t} \\ e^{j2 \times 2\pi f \Delta t} & e^{-j2 \times 2\pi f \Delta t} \\ \vdots & \vdots \\ e^{j(\frac{3N}{4}-1) \times 2\pi f \Delta t} & e^{-j(\frac{3N}{4}-1) \times 2\pi f \Delta t} \end{pmatrix}$$

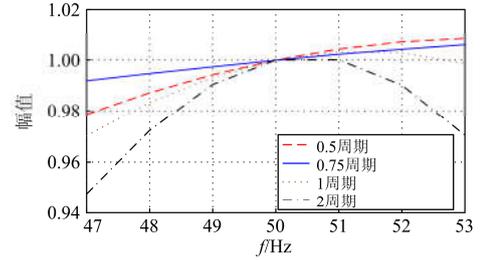
式中, N 为每周期采样点数。则由最小二乘法可以得到估计相量 \hat{p}

$$\begin{pmatrix} \hat{p} \\ \hat{\bar{p}} \end{pmatrix} = 2(\mathbf{B}_{\text{sq}}^H \mathbf{B}_{\text{sq}})^{-1} \mathbf{B}_{\text{sq}}^H s \quad (12)$$

为清楚观察采样时间窗为四分之三基波周期时的最小二乘相量估计算法的频谱特点, 以 0.001 Hz 为扫频步长, 将不同采样时间窗的频谱均在图 3 中画出。由图 3(a)可见, 虽然所有最小二乘法在基频处频谱分量均为 1, 但不同采样时间窗的估计算法在基频两侧衰减幅度明显不同, 其中四分之三基波周期的采样时间窗在基频附近最平坦。这个现象在图 3(b)中更为明显, 当频率在 47~53 Hz 变化时, 采样时间窗为四分之三基波周期时的相量估计算法频谱幅值的变化小于 1%, 远小于其他方法。



(a) 0~300 Hz 范围内相量估计算法的频率响应



(b) 基频附近频率响应

图3 不同时间窗 LS 法的频谱

Fig. 3 Frequency response of LS algorithm with different length of window

因此, 采样时间窗为四分之三基波周期时的最小二乘相量估计算法符合上节提出的动态相量估计算法应具有的特性, 是一种好的动态相量估计算法。然而, 从图 3(a)中可以看出, 当采样时间窗为四分之三基波周期时, 相量估计算法的直流衰减不够, 当被估计信号中含有直流分量时, 会造成相量估计误差。而实际电力系统中, 特别是含有光伏发电^[13]或交直流混合输电^[14-15]的系统中, 有可能存在直流分量, 如式(13)所示。

$$s(t) = A_{\text{DC}} + a \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (13)$$

式中, A_{DC} 为直流分量。理想的相量估计算法在存在直流分量时应能够准确估计, 因此必须提高采样时间窗为四分之三基波周期时的最小二乘相量估计算法的直流抑制能力。

本文采用加入带通滤波器的方式抑制直流分量。加入滤波器后, 相量估计算法即为 TQLSBF, 可以表示为

$$\begin{pmatrix} \hat{p} \\ \hat{\bar{p}} \end{pmatrix} = 2(\mathbf{B}_{\text{sq}}^H \mathbf{B}_{\text{sq}})^{-1} \mathbf{B}_{\text{sq}}^H s_f \quad (14)$$

$$s_f = \mathbf{F}s$$

式中, \mathbf{F} 为抑制直流分量的滤波器, 本文选择在通带内幅值平坦的巴特沃斯带通滤波器。

3 算法比较

已有多篇文章对现有的动态相量估计算法进行比较^[4,8], 均认为 TFT 算法是一种估计结果较好的

动态相量估计算法。TFT 算法将被估计相量的泰勒级数展开项也包含在估计算法中, 利用高阶泰勒展开实现更好的动态性能, 包含 n 阶 TFT 算法如式(15)所示。

本节将比较本文提出的 TQLSBF 相量估计算法、TFT 算法和常用的 DFT 算法的相量估计性能。在以下仿真中, 三种算法的采样频率均为每基波周期 64 个采样点。TQLSBF 算法中的滤波器采用 4 阶巴特沃斯滤波器, 采样时间窗为 0.75 基波周期。TFT 算法中泰勒级数展开两阶, 根据文献[5]和文献[9]结论, 采样时间窗选为 3 基波周期。

3.1 频域特性

TQLSBF 算法和 TFT 算法的频域特性如图 4 所示。TQLSBF 算法已经没有了图 3(a) TQLS 算法频谱中直流衰减不够的缺点。然而, TFT 算法的频谱在基频附近更为平坦, 更接近图 1 理想频谱的特性, 因此, 相对于 TQLSBF 算法, TFT 算法应具有更好的动态相量估计性能, 这从下一部分的仿真中也可以看出。

3.2 时间复杂度分析

时间复杂度可以定量地描述算法的计算速度。TFT 算法如式(15)所示, 当泰勒展开到二阶, 估计周期为三基波周期时, 其计算量可以分为 4 个部分计算:

1) $\mathbf{B}_{\text{TFT}}^H \mathbf{B}_{\text{TFT}}$ 相乘。 \mathbf{B}_{TFT} 为 $3N$ 行、6 列, 故这部分的计算量为 $6 \times 6 \times 6 \times 3N$ 。

$$\begin{pmatrix} \hat{p}^{\text{TFT}} \\ \hat{\bar{p}}^{\text{TFT}} \end{pmatrix} = 2(\mathbf{B}_{\text{TFT}}^H \mathbf{B}_{\text{TFT}})^{-1} \mathbf{B}_{\text{TFT}}^H S,$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{(\Delta t)^n}{n!} e^{j2\pi f \Delta t} & \dots & e^{j2\pi f \Delta t} & e^{-j2\pi f \Delta t} & \dots & \frac{(-\Delta t)^n}{n!} e^{-j2\pi f \Delta t} \\ \frac{(2\Delta t)^n}{n!} e^{j2 \times 2\pi f \Delta t} & \dots & e^{j2 \times 2\pi f \Delta t} & e^{-j2 \times 2\pi f \Delta t} & \dots & \frac{(-2\Delta t)^n}{n!} e^{-j2 \times 2\pi f \Delta t} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{((N-1)\Delta t)^n}{n!} e^{j(N-1) \times 2\pi f \Delta t} & \dots & e^{j(N-1) \times 2\pi f \Delta t} & e^{-j(N-1) \times 2\pi f \Delta t} & \dots & \frac{(-(N-1)\Delta t)^2}{n!} e^{-j(N-1) \times 2\pi f \Delta t} \end{bmatrix} \quad (15)$$

3) $(\mathbf{B}_{\text{sq}}^H \mathbf{B}_{\text{sq}})^{-1}$ 与 \mathbf{B}_{sq}^H 相乘。计算复杂度为 $2 \times (3/4)N \times 2 \times 2$ 。

4) $(\mathbf{B}_{\text{sq}}^H \mathbf{B}_{\text{sq}})^{-1} \mathbf{B}_{\text{sq}}^H$ 与 s_f 相乘。计算复杂度为 $2 \times 1 \times 2 \times (3/4)N$ 。

5) F 与 s_f 相乘。为防止截尾误差造成的不稳定, 将四阶巴特沃斯滤波器分解为两个二阶巴特沃斯滤波器。因此, 这部分的计算复杂度为 $2 \times 7 \times (3/4)N$ 。

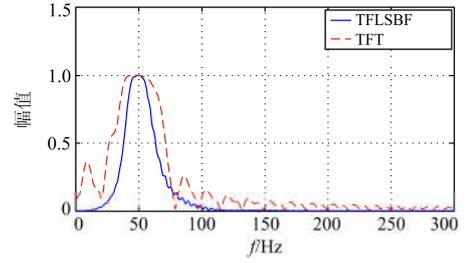


图 4 TQLSBF 算法和 TFT 算法的频域特性

Fig. 4 Frequency response of TQLSBF algorithm and TFT algorithm

2) $(\mathbf{B}_{\text{TFT}}^H \mathbf{B}_{\text{TFT}})^{-1}$ 求导。计算复杂度为 $O(6^3)$, 相对于其他部分较小, 可以忽略。

3) $(\mathbf{B}_{\text{TFT}}^H \mathbf{B}_{\text{TFT}})^{-1}$ 与 $\mathbf{B}_{\text{TFT}}^H$ 相乘。计算复杂度为 $6 \times 3N \times 6 \times 6$ 。

4) $(\mathbf{B}_{\text{TFT}}^H \mathbf{B}_{\text{TFT}})^{-1} \mathbf{B}_{\text{TFT}}^H$ 与 s 相乘。计算复杂度为 $6 \times 1 \times 6 \times 3N$ 。

综上, TFT 算法的计算复杂度约为

$$6 \times 6 \times 6 \times 3N + 2 \times 3N \times 6 \times 6 + 6 \times 1 \times 6 \times 3N = 1080N$$

TQLSBF 算法如式(13)所示, 当采用四阶巴特沃斯滤波器时, 其计算量可以分为 5 个部分计算:

1) $\mathbf{B}_{\text{sq}}^H \mathbf{B}_{\text{sq}}$ 相乘。 \mathbf{B}_{sq} 为 $(3/4)N$ 行、2 列, 故这部分的计算量为 $2 \times 2 \times 2 \times (3/4)N$ 。

2) $(\mathbf{B}_{\text{sq}}^H \mathbf{B}_{\text{sq}})^{-1}$ 求导。计算复杂度为 $O(2^3)$, 相对于其他部分较小, 可以忽略。

综上, TQLSBF 法的计算复杂度约为

$$2 \times 2 \times 2 \times \frac{3}{4}N + 2 \times \frac{3}{4}N \times 2 \times 2 + 2 \times 1 \times 2 \times \frac{3}{4}N + 2 \times 7 \times (3/4)N = 25.5N$$

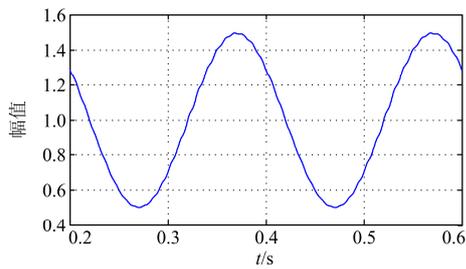
若采用快速傅里叶算法(Fast Fourier Transform, FFT)进行 DFT 相量估计, 则其计算量^[16]为: 乘法, $k \times N/2$ 次; 加法, $k \times 2 \times N/2$ 次。式中 $N = 2^k$ 。

由上述分析可知, 当 $N = 64$ 时, TFT 算法的计

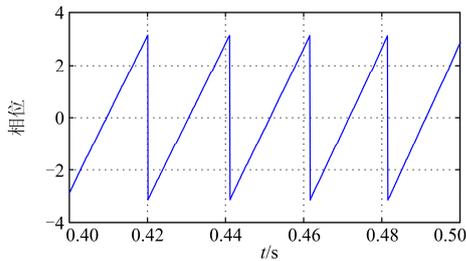
算复杂度是 TQLSBF 算法的 40 多倍, TQLSBF 算法的计算复杂度是采用 FFT 的 DFT 算法的 2 倍多。

3.3 动态性能仿真

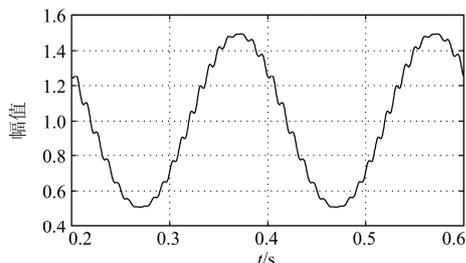
当存在幅值调制和相位调制时, 输入信号如式(2)和式(4)所示。当信号幅值为 1, 幅值调制幅值为 50%, 相位调制幅值为 50%, 幅值和相位的调制频率均为 3 Hz 时, 3 种算法的相量估计效果如图 5 所示, 为更清楚展示细节, 幅值图和相位图选择了不同的横坐标范围。如图所示, DFT 法估计的相量幅值中含有高频成分, 这是由于不能准确估计幅值调制造成的, 可由式(3)得出。TQLSBF 算法和 TFT 算法估计的相量幅值中没有高频成分, 即均能准确估计相量。但从图 5(a)和图 5(e)的对比可以看出, TFT 法的估计效果更好。这从表 1 统计的 TVE 值中也可以看出。



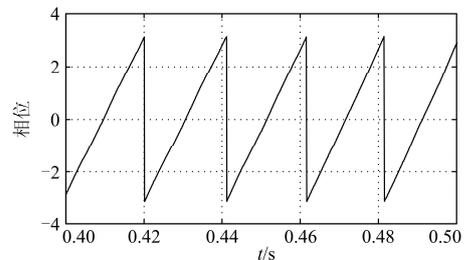
(a) TQLSBF算法估计幅值



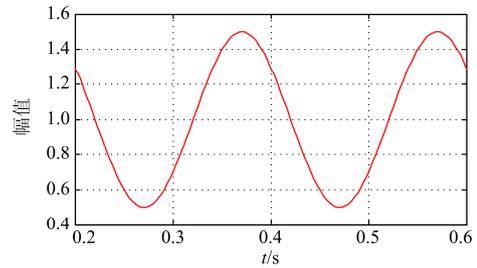
(b) TQLSBF算法估计相位



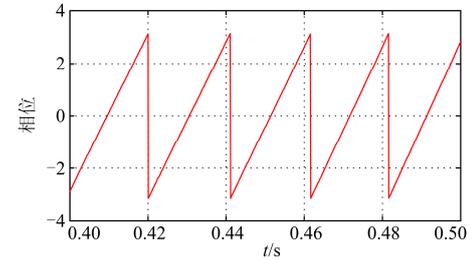
(c) DFT算法估计幅值



(d) DFT算法估计相位



(e) TFT算法估计幅值



(f) TFT算法估计相位

图 5 3 种算法在幅值调制和相位调制时的估计效果

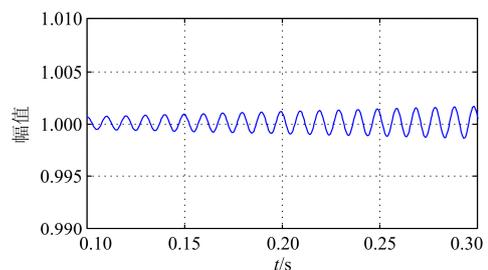
Fig. 5 Estimation results of the three algorithms with sinusoidal amplitude and phase modulation

表 1 3 种算法在幅值调制和相位调制时估计的 TVE 值

Table 1 The TVE of the three algorithms with sinusoidal amplitude and phase modulation

	TQLSBF 算法	DFT 算法	TFT 算法
调制幅值 80%, 调制频率 3 Hz	0.0040	0.0204	0.0022
调制幅值 50%, 调制频率 3 Hz	0.0030	0.0130	0.0012
调制幅值 30%, 调制频率 1 Hz	0.0002	0.0010	0.0001

频率线性变化地输入时, 输入信号如式(6)和式(8)所示。当频率变化率为 1 Hz/s 时, 3 种算法的相量估计效果如图 6 所示。由图 6(c)可见, DFT 算法估计的相量幅值误差随着频率的变化而增大。TQLSBF 算法的估计效果有明显改善, 由图 6(a)可知, 其估计误差约为 DFT 算法估计误差的三分之一。3 种算法中估计效果最好的是 TFT 算法, 虽然也有相量幅值误差随频率的变化而增大的问题存在,



(a) TQLSBF算法估计幅值

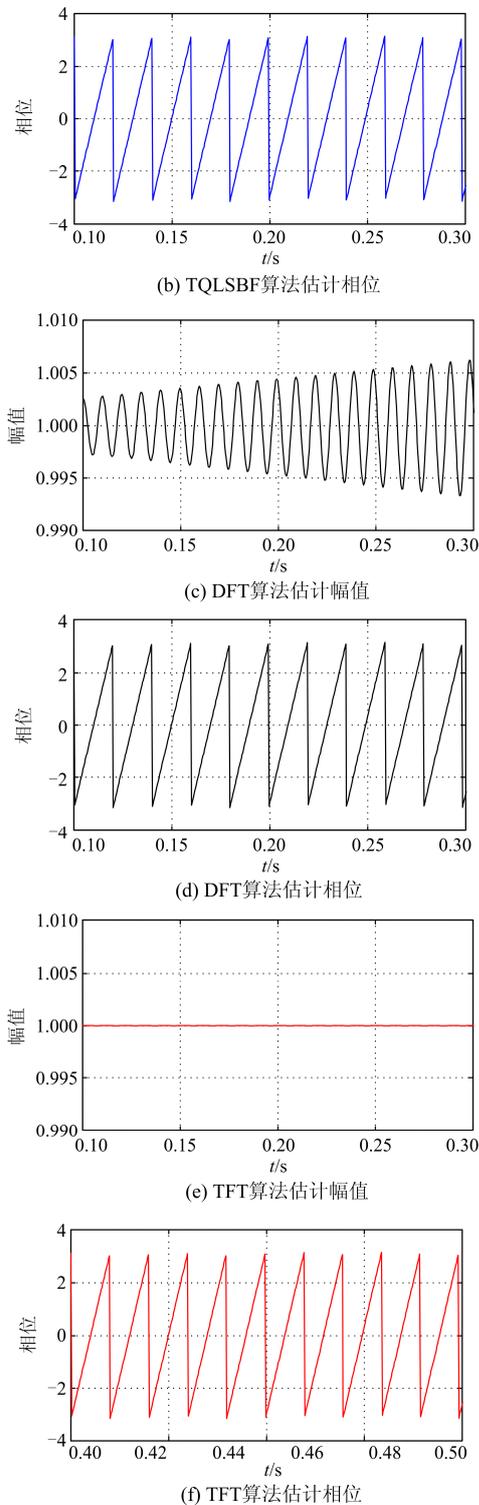


图 6 3 种算法在频率线性变化时的估计效果
Fig. 6 Estimation results of the three algorithms with frequency linear change

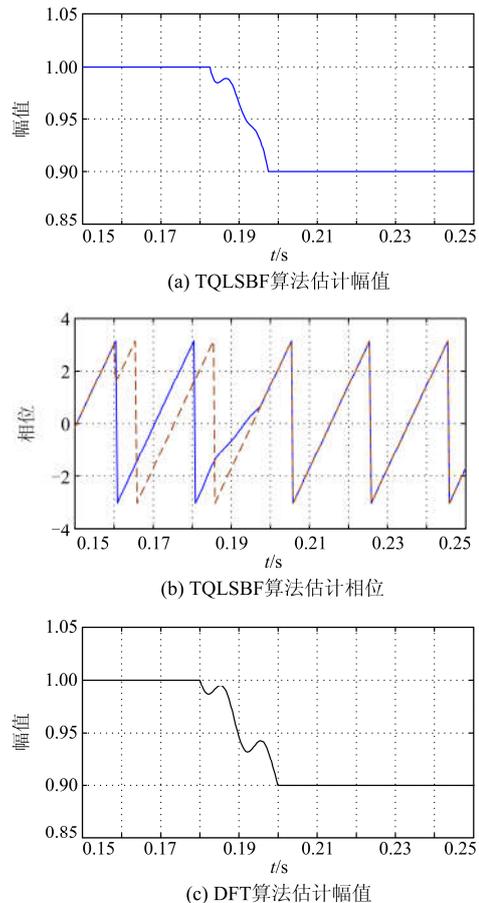
但已经很不明显。表 2 是 3 种算法在不同频率变化率时的 TVE 指标。可以看出, TFT 算法估计效果最

好, 而 TQLSBF 算法在频率线性变化时的 TVE 也明显优于 DFT 算法。

当幅值和相位发生阶跃变化时, 输入信号如式 (8)和式(9)所示。当幅值阶跃为 -0.1 , 相位阶跃为 $-\pi/3$ 时, 3 种算法的相量估计效果如图 7 所示。由图 7(a)、7(c)、7(e)可见, 出现相位阶跃时, TQLSBF 算法可以在最短的时间内估计出阶跃后的相量幅值, 而 TFT 算法受幅值阶跃的影响时间最长。在图 7(b)、7(d)、7(f)中, 为更清晰地观察相位变化的情况, 用虚线画出了真实的相位曲线。同样可以看出, 当存在相位阶跃时, TQLSBF 算法的过渡时间最短。

表 2 3 种算法在频率斜坡变化时估计的 TVE 值

	TQLSBF 算法	DFT 算法	TFT 算法
频率变化率为 -2 Hz/s	0.0042	0.0090	0.0023
频率变化率为 -1 Hz/s	0.0019	0.0045	0.0011
频率变化率为 1 Hz/s	0.0018	0.0044	0.0011
频率变化率为 2 Hz/s	0.0040	0.0088	0.0022



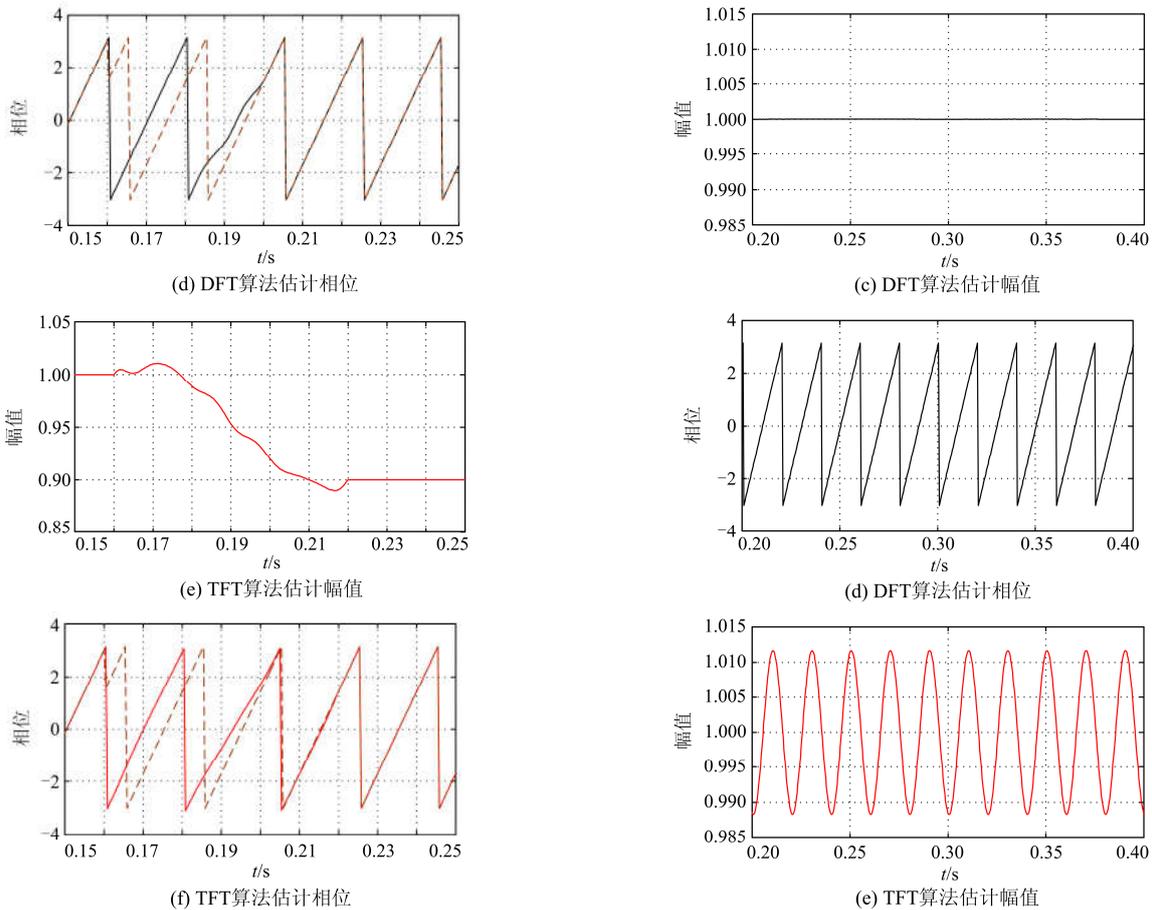


图 7 3 种算法在频率阶跃和相位阶跃时的估计效果

Fig. 7 Estimation results of the three algorithms with amplitude and phase step change

当存在直流分量时, 如式(13)所示, 直流分量为 0.1 时, 3 种算法的相量估计效果如图 8 所示。

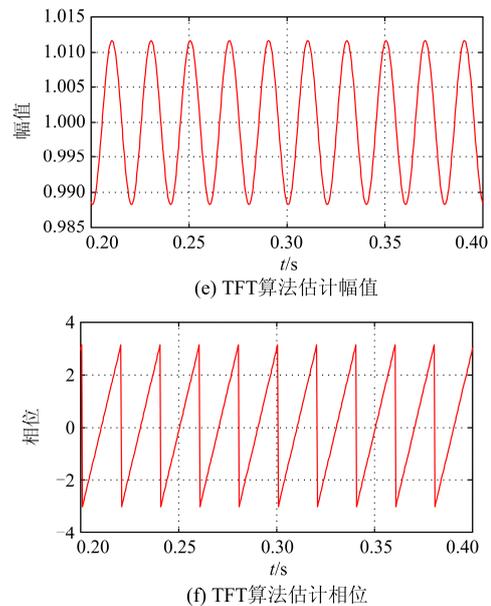
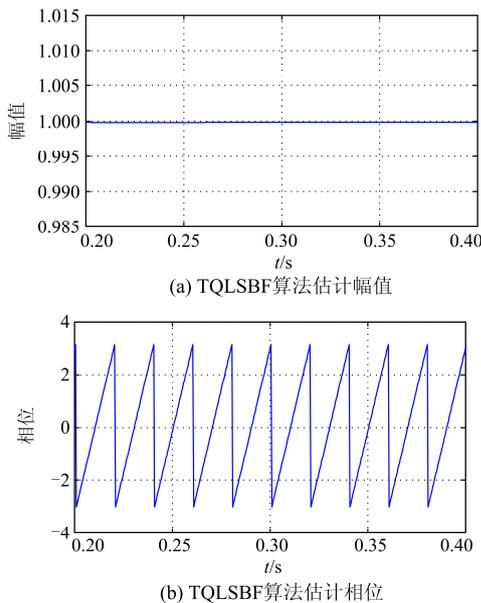


图 8 3 种算法在存在直流分量时的估计效果
Fig. 8 Estimation results of the three algorithms with DC component

TQLSBF 算法没有受到直流分量的影响, 这是因为算法中包含了带通滤波器。DFT 算法也基本没有受到直流分量的影响。但 TFT 算法受直流分量的影响较为明显, 这是泰勒级数展开的原理局限造成的。

4 结论

本文在总结电力系统常见动态特性的基础上, 分析了动态向量估计算法应具备的频域特征和时域特征。提出了一种符合这些特征的带通滤波的四分之三周期最小二乘相量估计算法。将提出的算法与

通用的傅里叶相量估计算法、被很多文献认为估计效果最好的泰勒-傅里叶变换相量估计算法进行了比较。首先,对3种算法的计算复杂度进行了定量计算,其次,对3种算法的动态性能进行了仿真比较。比较结果说明,提出的TQLSBF算法是一种能够在计算复杂度和相量动态效果间取得较好平衡的动态相量估计算法。

参考文献

[1] 杨德友,蔡国伟. 基于广域局部量测信息的复杂电力系统自适应低频保护策略研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 272-281.
 YANG Deyou, CAI Guowei. Adaptive under frequency load shedding schemes for complex power systems using local measurements[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 42(3): 272-281.

[2] 李俊刚,张爱民,张杭,等. 广域保护系统数据网络可靠性评估[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 351-357.
 LI Jungang, ZHANG Aimin, ZHANG Hang, et al. Reliability evaluation of the wide area protect system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 351-357.

[3] 周崇雯,罗骏,汪芳宗,等. 基于不完全S变换的低频振荡可视化实时监测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(24): 63-68.
 ZHOU Chongwen, LUO Jun, WANG Fangzong, et al. Visual real-time monitoring of low frequency oscillation based on incomplete S-transform[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(24): 63-68.

[4] 董雷,张昭,蒲天骄,等. 基于PMU量测信息的电压稳定在线评估指标[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(11): 1-6.
 DONG Lei, ZHANG Zhao, PU Tianjiao, et al. An online voltage stability index based on measuring information of phasor measurement unit[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(11): 1-6.

[5] BARCHI G, MACII D, PETRI D. Synchrophasor estimators accuracy: a comparative analysis[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, 62(5): 963-973.

[6] PREMERLANI W, KASZTENNY B, AMIAK M. Development and implementation of a synchrophasor estimator capable of measurements under dynamic conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(1): 109-122.

[7] SERMA J. Dynamic phasor estimates for power system oscillations[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(5): 1648-1657.

[8] STENBAKKE G, NELSON T. Reference values for dynamic calibration of PMUs[C] // Proceedings of the 41st Hawaii International Conference on System Sciences. Hawaii, US: IEEE, 2008: 171-176.

[9] PAOLO C, MARCO L, CARLO M, et al. Impact of the model on the accuracy of synchrophasor measurement[J].

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2012, 61(8): 2179-2188.

[10] IEEE standard C37.118-2011. IEEE standard for synchrophasor measurement for power systems[S].

[11] 张道农,刘灏,毕天姝,等. 中外PMU静动态标准及评估方法对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 9(1): 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, 9(1): 140-145.

[12] 刘灏,毕天姝,杨奇逊. 数字滤波器对PMU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.

[13] 陈堃,陈昌旺,刘涤尘. 光伏并网逆变器输出电压直流分量的瞬时补偿策略[J]. 电网技术, 2014, 37(11): 3080-3085.
 CHEN Kun, CHEN Changwang, LIU Dichen. Instantaneous compensation strategy of DC component in output voltage of photovoltaic grid-connected inverters[J]. Power System Technology, 2014, 37(11): 3080-3085.

[14] 王振浩,王学斌,李国庆,等. 计及直流偏磁的保护用电流互感器仿真与实验分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(13): 15-21.
 WANG Zhenhao, WANG Xuebin, LI Guoqing, et al. Analysis of simulation and experiment on the characteristic of the current transformer used for protection affected by DC magnetic bias[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(13): 15-21.

[15] 杜雄,刘延东,孙鹏菊,等. 消除直流分量影响的并网变流器同步参考坐标锁相环方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 30-37.
 DU Xiong, LIU Yandong, SUN Pengju, et al. SRF-PLL method of grid-tied converter for eliminating the influence of DC Component[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 30-37.

[16] 赵光宙. 信号分析与处理[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 128-134.

收稿日期: 2016-01-28; 修回日期: 2016-03-25

作者简介:

卢达(1986-),男,博士,工程师,研究方向为电磁测量; E-mail: luda@epri.sgcc.com.cn
 林繁涛(1976-),男,学士,高级工程师,研究方向为电磁测量; E-mail: flin@epri.sgcc.com.cn
 赵莎(1972-),女,学士,高级工程师,研究方向为电磁测量。E-mail: zhaosha@epri.sgcc.com.cn

(编辑 葛艳娜)