

基于瞬时功率变换的介损监测数字化算法

张 黎, 李庆民, 王 冠, 陈 平

(山东大学电气工程学院, 山东省 济南市 250061)

Development of a Digital Algorithm Based on Instantaneous Power Transform for On-line Monitoring of the Dielectric Loss Factor

ZHANG Li, LI Qing-min, WANG Guan, CHEN Ping

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, Shandong Province, China)

ABSTRACT: Among the digital algorithms presently available for on-line monitoring of the dielectric loss factor of power apparatus, there are unavoidable limitations that most of them must meet strictly the synchronous sampling criterion, simultaneously with a low calculating resolution. Based on instantaneous power transform, this paper presents a new digital algorithm to improve monitoring accuracy of the dielectric loss factor, and theoretical basis of the algorithm is also deduced. The algorithm can accurately track the power frequency and decompose the current signals orthogonally into resistive and capacitive components, without recurring to synchronous sampling. Simulation results show that, with very little influence from the sampled data length and frequency tracking error, the proposed algorithm renders good application performance when the sampled data length is not exactly an integer fold of a power cycle, which demonstrates the algorithm can effectively solve the issues incurred from asynchronous sampling.

KEY WORDS: dielectric loss factor; on-line monitoring; digital algorithms; instantaneous power transform

摘要: 在目前电气设备介质损耗因数的数字化算法中, 普遍存在着必须严格满足同步采样条件、计算分辨率低等局限性。为此, 基于瞬时功率变换, 提出一种提高介质损耗因数监测准确度的数字化新算法, 并给出算法的理论基础。该算法无需同步采样, 可以跟踪电网频率并实现电阻性电流和电容性电流的分解。仿真结果表明, 该算法受采样数据长度、频率跟踪误差的影响较小, 在非同步采样的情况下具有良好的应用特性, 能够较好地解决实际信号量测中存在的非同步采样问题。

关键词: 介质损耗因数; 在线监测; 数字化算法; 瞬时功率变换

0 引言

介质损耗因数 $\tan\delta$ 是电气设备绝缘在线监测的重要特征参数。

对于电容型设备, 其电流 i 的基波分量比设备端部电压 u 的基波分量领先一个相角 φ , 则介质损耗因数可由下式确定:

$$\tan\delta \approx \delta = \pi/2 - \varphi \quad (1)$$

由于电容型设备的 δ 大多在 0.001~0.02 rad, 因此对 φ 的测量准确度要求较高, 属于高电压、微电流的精密测量范畴。20 世纪 80 年代以来国内陆续安装了一批电容型设备的在线监测装置, 但调查结果表明其应用情况并不理想^[1], 监测装置普遍存在着测量结果准确性、稳定性和重复性较差的现象。究其实质原因, 除了硬件水平(包括互感器与传感器等)和环境条件的重要影响外, 所采用的数字化算法的正确性、普适性和可靠性也是不可忽视的影响因素。特别是当波形存在畸变以及电网频率波动时, 现有的数字化算法会产生较大的误差。

电气设备介质损耗因数的在线监测方法大致可分为直接测量法和信号重建法^[2-8]。以过零点时差法为代表的直接测量法, 对硬件要求高, 且对谐波和干扰敏感, 其准确度难以保证。目前采用更多的是信号重建法。信号重建法是根据采样数据重建 i 、 u 的正弦波模型, 再由波形参数求得 φ 和 δ , 如傅里叶分析法、正弦波参数法和相关系数法等。而这些算法能够应用的前提是必须满足这样一个基本假设: 即被测信号基波与谐波分量的周期性在若干周期内严格保持不变。这就造成现有的数字化算法本身无法避免的局限性: 必须为同步采样, 即采样频率为信号基波频率的整数倍; 采样数据长度必须是

信号基波周期的整数倍；因介质损耗角太小，由算法获取介质损耗因数的分辨率较低；因基于信号的周期不变性为前提，使得算法无法跟踪信号的瞬变特性和正确处理随机性因素的影响。其中，采样同步条件非常难以满足，而一旦采样数据长度为非整数周期，将给介质损耗因数带来非常大的计算误差。采用锁相环理论上只能准确跟踪具有单一频率的电信号，而对于含有谐波的电压信号必然存在跟踪误差。

文献[8]提出了高阶正弦拟合法来解决非同步采样问题，但从理论上讲，采用最小二乘拟合在多数情况下并不能获得问题的全局最优解，特别是当被拟合的参数包含在周期变化的正弦基函数中时。也有学者曾提出基于希尔伯特变换和复三角函数的新型数字化算法^[9]，以改善在非同步采样和非整周期采样时的计算准确度，但这并不能从根本上同时解决频率波动、谐波干扰、背景噪声等对数字化算法测量精度的影响。

正是上述本质性的困难，造成现有的数字化算法从理论上难以克服电压谐波、电网频率波动、非同步采样与非整周期采样等因素的综合影响，而有待于研究基于其它原理的新型数字化算法。本文提出一种基于瞬时功率理论和正交变换的新型数字化算法，它可在各个分立时刻将电阻性电流和电容性电流分解开来，且根本不受同步采样和整周期采样条件的约束，监测准确度高。

1 基于瞬时功率变换的算法理论基础

1.1 平稳信号下介质损耗因数的定义

计算介质损耗因数 $\tan\delta$ 时通常采用2种等效支路：并联支路和串联支路，见图1，这2种等效支路在拓扑上可以互换。

假设被测信号基波与谐波分量的频率在若干周期内严格保持不变，即被测信号为平稳信号，则

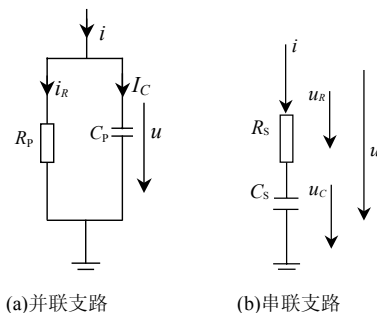


图1 电容型设备的等效电路

Fig. 1 Equivalent circuits of capacitive type equipment

$\tan\delta$ 的一般定义为：

(1) 并联支路。基波阻性有功电流分量与基波容性无功电流分量之比(有效值)，即

$$\tan\delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{1}{\omega C_p R_p} \quad (2)$$

(2) 串联支路。基波阻性有功电压分量与基波容性无功电压分量之比(有效值)，即

$$\tan\delta = \frac{U_R}{U_C} = \omega C_s R_s \quad (3)$$

由式(2)和(3)可见，无论哪种 $\tan\delta$ 的数字化算法，其最终结果都需要将总电流准确分解为电阻性有功电流和电容性无功电流，或者计算出等效的电阻和电容值。

自1984年H. Akagi基于Park变换正式提出“瞬时无功理论”^[10]以来，其概念在有源滤波器技术领域得到广泛推崇和应用^[11-13]。受瞬时有功功率和无功功率概念的启发，本文构造了一整套正交变换算法，可在分立采样时刻上实现阻性电流与容性电流的瞬时分解，不仅可消除谐波干扰，跟踪电网频率的动态变化，且不必满足同步采样和整周期采样条件。具体步骤为：首先提取瞬时电压与电流的基波分量，然后分解瞬时基波电流中的阻性与容性分量。

1.2 瞬时基波电压与电流分量的提取算法

任意选择一个时刻作为时间起点，则测量到的单相电容性设备的电压和电流可用通式表示为：

$$u = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega t + \theta_{ku}) \quad (4)$$

$$i = \sum_{k=1}^{\infty} I_{km} \sin(k\omega t + \theta_{ki}) \quad (5)$$

设采用某种数字化算法实现对电网基波角频率的瞬时跟踪，则对电压和电流分别求导并除以瞬态频率，得到：

$$\frac{1}{\omega} \frac{du}{dt} = \sum_{k=1}^{\infty} k U_{km} \cos(k\omega t + \theta_{ku}) \quad (6)$$

$$\frac{1}{\omega} \frac{di}{dt} = \sum_{k=1}^{\infty} k I_{km} \cos(k\omega t + \theta_{ki}) \quad (7)$$

由电压和电流分别与它们的上述导数组成向量，然后左乘上一个变换矩阵 C_{pq} ，得到：

$$C_{pq} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} = C_{pq} \begin{bmatrix} u \\ u' \end{bmatrix} = C_{pq} \begin{bmatrix} u \\ \frac{1}{\omega} \frac{du}{dt} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{pq} \begin{bmatrix} i \\ i' \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{pq} \begin{bmatrix} i \\ \frac{1}{\omega} \frac{di}{dt} \end{bmatrix} \quad (10)$$

可将式(9)和(10)分解为直流分量 \bar{u}_p 、 \bar{u}_q 、 \bar{i}_p 、 \bar{i}_q 和交流分量 \tilde{u}_p 、 \tilde{u}_q 、 \tilde{i}_p 、 \tilde{i}_q ，即：

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{u}_p \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_p \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

可以证明，直流分量仅且只有式(6)和(7)中基波成分贡献，并且满足：

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{1m} \sin \theta_{lu} \\ U_{1m} \cos \theta_{lu} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1m} \sin \theta_{li} \\ I_{1m} \cos \theta_{li} \end{bmatrix} \quad (14)$$

针对式(11)和(12)设计简单的低通滤波，就可以获得如式(13)和(14)所示的直流分量。由此，对直流分量实施 \mathbf{C}_{pq} 的逆变换，就可以得到电压和电流的基波分量：

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_1' \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{1m} \sin(\omega t + \theta_{lu}) \\ U_{1m} \cos(\omega t + \theta_{lu}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_1' \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1m} \sin(\omega t + \theta_{li}) \\ I_{1m} \cos(\omega t + \theta_{li}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

1.3 瞬时基波有功与无功电流的分解算法

当基波电压 u_1 和基波电流 i_1 具有式(15)和(16)中的正弦形式时，则理论上讲，基波电流对基波电压的投影即为阻性有功电流分量，而剩下的在相空间上与基波电压垂直的分量即为容性无功电流分量。因此，可在时域内将基波电流相对于基波电压进行如下分解：

$$\begin{aligned} i_1 &= I_{1m} \sin(\omega t + \theta_{li}) = I_{1m} \sin(\omega t + \theta_{lu} + \\ &\quad \theta_{li} - \theta_{lu}) = I_{1m} \sin(\omega t + \theta_{lu}) \cos(\theta_{li} - \\ &\quad \theta_{lu}) + I_{1m} \cos(\omega t + \theta_{lu}) \sin(\theta_{li} - \theta_{lu}) \end{aligned} \quad (17)$$

在式(17)中，与基波电压同相的分量为瞬时有功电流分量，与基波电压垂直的分量为瞬时无功电流分量。

为获得上述 2 个瞬时电流分量，构造了如下的

变换算法。瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 定义如下：

$$p = u_1 i_1 + u_1' i_1' \quad (18)$$

$$q = u_1' i_1 - u_1 i_1' \quad (19)$$

经过推导并写成矩阵形式，可得

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u_1' \\ u_1' & -u_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{1m} I_{1m} \cos(\theta_{li} - \theta_{lu}) \\ U_{1m} I_{1m} \sin(\theta_{li} - \theta_{lu}) \end{bmatrix} \quad (20)$$

由式(20)可以看出，定义的瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 和实际基波系统的实际有功和无功对应(相差 2 倍)。可以证明(见附录 A)，当对 p 和 q 实施如下的逆变换时，可以唯一地确定式(17)所示的基波电流的阻性有功分量 i_{1p} 和容性无功分量 i_{1q} ：

$$\begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{1p}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u_1' \\ u_1' & -u_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{u_1^2 + u_1'^2} \begin{bmatrix} u_1 & u_1' \\ u_1' & -u_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} i_{1q} \\ i_{1q}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u_1' \\ u_1' & -u_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{u_1^2 + u_1'^2} \begin{bmatrix} u_1 & u_1' \\ u_1' & -u_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (22)$$

则可得基波阻性有功电流和基波容性无功电流的通式为

$$\begin{bmatrix} i_{1p} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_1^2 + u_1'^2} \begin{bmatrix} u_1 p \\ u_1' q \end{bmatrix} \quad (23)$$

综合 1.2 节和 1.3 节的推导过程，可以得到：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u_1' \\ u_1' & -u_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_p & \bar{u}_q \\ \bar{u}_q & -\bar{u}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$u_1^2 + u_1'^2 = \bar{u}_p^2 + \bar{u}_q^2 \quad (25)$$

$$i_{1p} = \frac{[\cos \omega t \quad \sin \omega t] \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} (\bar{u}_p \bar{i}_p + \bar{u}_q \bar{i}_q)}{\bar{u}_p^2 + \bar{u}_q^2} \quad (26)$$

$$i_{1q} = \frac{[-\sin \omega t \quad \cos \omega t] \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} (\bar{u}_q \bar{i}_p - \bar{u}_p \bar{i}_q)}{\bar{u}_p^2 + \bar{u}_q^2} \quad (27)$$

其中： i_{1p} 为瞬时基波阻性有功电流； i_{1q} 为瞬时基波容性无功电流；可以证明 i_{1p} 与 i_{1q} 必然正交(见附录 B)。

由式(2)可知， $\tan \delta$ 为基波阻性有功电流分量与基波容性无功电流分量的有效值之比，而有效值的计算同样必须满足整周期采样条件。利用本文的算法，在将瞬时基波电流信号分解为阻性与容性分量后，可根据正弦周期信号有效值与最大值之间的固定比例关系，通过搜取电流分量最大值来计算 $\tan \delta$ ，这里采样数据不必满足整周期。

$$\tan \delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{\max(i_{1p})}{\max(i_{1q})} \quad (28)$$

1.4 平滑加权相位差分法求取信号瞬时频率

实施上述数字化算法的前提是获得电网的瞬时频率。目前已有许多比较成熟的数字化算法可实现对电网基波角频率的瞬时跟踪^[14-20]。求取电网瞬时频率的数字化算法主要有：基于离散傅里叶变换的自适应调整采样间隔法、递推最小二乘法、卡尔曼滤波法以及平滑加权相位差分法等。通过对各种算法的性能进行比较，本文采用平滑加权相位差分法来求取电网的瞬时频率。具体做法是，将原信号通过希尔伯特数字滤波器把实信号转变为复信号，求取其相位，然后利用下式可精确地求取信号的瞬时频率：

$$\hat{f}_{(n)} = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^L h_i [\phi(n+i) - \phi(n+i-1) + \dots - \phi(n-i-1) - \phi(n-i)] \quad (29)$$

式中： $h_i = \frac{1.5[L(L+1) - i(i-1)]}{[L(L+1)(2L+1)]}$ ； $\phi(n)$ 是信号在 n

时刻的相位值； $\hat{f}_{(n)}$ 为在 n 时刻的瞬时频率估计值； h_i 为平滑滤波器； L 为平滑窗口长度。

经过试验，本文选取 5 阶 Butterworth 数字滤波器作为平滑滤波器，可取得较好的滤波效果。利用平滑加权相位差分法还可求取含噪信号的瞬时频率，其准确度高，瞬时性好。

实际测量表明，电网频率 f 的变化频率约为 $f_\omega = 2.08 \text{ Hz}$ 。不失一般性，这里假设电网电压信号的频率按式(30)变化，则应用平滑加权相位差分法，可以准确地跟踪瞬时频率的波动变化，跟踪误差小于 0.005 Hz (相对误差小于 0.01%)。图 2 示出了具体的跟踪效果。

$$f = 50 + 0.2 \sin(2\pi f_\omega t) \quad (30)$$

1.5 算法小结

本文提出的基于瞬时功率变换的算法，可选择任意时刻作为计算的时间起点，不需要获取电压或电流的具体相位信息，且能有效克服现有监测算法的一些缺陷，提高监测结果的准确性和稳定性，其优势表现为：①瞬时变换算法无需锁相环锁定电网频率，可有效避免波形畸变时存在的较大跟踪误差；②基于瞬时功率变换的算法，不论负荷是否非线性，都可将电流准确地分解为基波瞬时有功和无功分量；③基于瞬时功率变换的算法实现的是在单

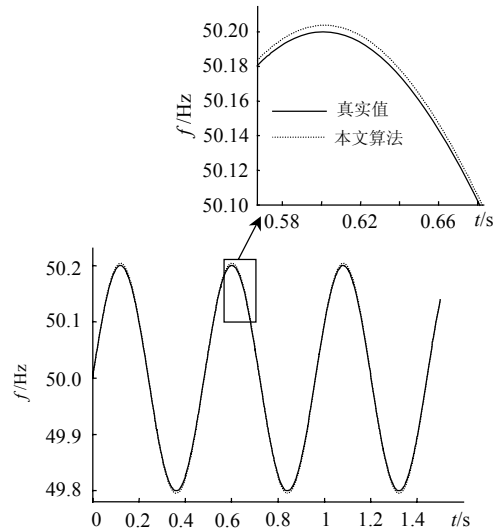


图2 瞬时频率估计值与真实值比较

Fig. 2 Comparison between the estimated instantaneous frequencies and the actual ones of a power signal

个时间点上电阻性电流和电容性电流的分解，因此可完全避免同步采样与整周期采样的严格条件，大大降低对硬件水平的苛刻要求。算法的实现流程见图 3。

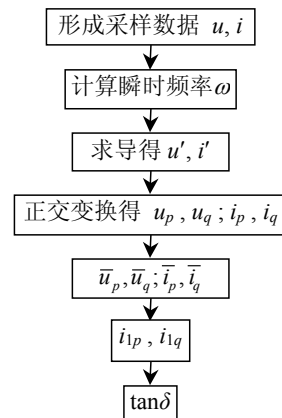


图3 实现瞬时分解算法的流程图

Fig. 3 Flowchart of the algorithm for instantaneous current decomposing in base-frequency

2 非平稳信号下瞬时变换算法的应用

现有计算 $\tan \delta$ 的数字化算法实施的前提，都是基于电压信号在若干周期内频率不变，即为平稳信号，而实际当中电压信号多为非平稳信号，其频率是时间的函数，实测表明电网频率信号的变化频率约为 2 Hz 。由于电网频率在小于 1 个工频周期的时间内发生着瞬态变化，这时即使能够严格满足同步采样条件，在理论上也无法正确计算电流分量的有效值，因此， $\tan \delta$ 的传统定义方法并不适用于电网频率短时瞬变的情形。针对这种情况，必须研究瞬时介质损耗因数定义方法，这里不作专门讨论。

$\tan\delta$ 表征的是电阻性电流与电容性电流的相对大小, 实际监测中还可根据电阻性电流和电容性电流的变化来评估电气设备的绝缘特性, 若绝缘材料受潮或者劣化, 其阻性电流与容性电流将会发生明显变化。尽管在电网频率短时瞬变的情况下, 已无法按照传统定义计算 $\tan\delta$, 但基于本文提出的瞬态数字化算法, 仍可实现基波阻性电流分量和基波容性电流分量的有效分解(此时只需将恒定的 ω 替换成 $\omega(t)$), 通过分析瞬时阻性和容性电流的变化来监测电气设备的绝缘特性。

3 数值仿真

为进一步验证本文算法的有效性, 基于图 1(a) 所示的电气绝缘设备的并联等效模型, 设计了一系列仿真试验。在仿真中, 设含有谐波成分的电网电压如式(31)所示, 这里只考虑最主要的 3 次和 5 次谐波分量:

$$u(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + A_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + A_5 \sin(5\omega t + \varphi_5) \quad (31)$$

其中 A_i 、 $\varphi_i(i=1, 3, 5)$ 为基波和谐波的幅值与初相位。电流信号 $i(t)$ 可根据图 1(a) 求出, 并用此计算值作为已知的实际电流测量值以验证新算法的有效性。在仿真试验中, 设电容 C_p 、电阻 R_p 分别为 5nF 和 160M Ω , 采样频率取为 10kHz。当电网频率为工频 50Hz 时, 由式(1)可算得 $\tan\delta$ 的精确值为 0.3979%。

(1) A/D 转换器的量化误差分析。

选择不同字长的 A/D 转换器会带来不同的量化误差, 表 1 给出了对应于不同 A/D 转换器位数的计算结果。可见, 当采用 16 位以上 A/D 转换器时, 量化误差影响甚微, 实际上 12 位的 A/D 转换器完全可以满足监测需要。鉴于上述分析, 在下文的仿真计算中, 将不再专门考虑量化误差对计算准确度的影响。

表 1 不同 A/D 转换器下的计算结果

Tab. 1 Results of the algorithm versus different ADCs

A/D 位数/bit	$\tan\delta/\%$	绝对误差/%	相对误差/%
8	0.4267	0.0288	7.2380
12	0.4002	0.0023	0.5780
16	0.3981	0.0002	0.0503
18	0.3980	0.0001	0.0251
20	0.3979	0.0000	0.0000

(2) 采样数据长度变化时计算结果分析。

在仿真试验中, 取电网频率为 50Hz, 采样数据长度 n 在 1980~2020 点范围内变化(其中 2000 点

为整周期), 即采样长度不满足工频周期整数倍时, 所得计算结果见图 4。其中, 傅里叶级数法受采样长度影响较大, 而本文算法则不受信号采样长度的影响, 计算结果与 $\tan\delta$ 的精确值十分接近。由此可见, 采用新算法时不必满足严格的整周期采样条件, 对数据长度无特别要求。

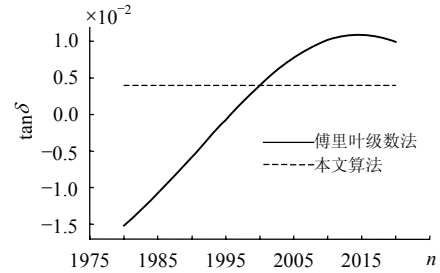


图 4 采样数据长度变化时 2 种算法的计算结果

Fig. 4 Results comparison of the two algorithms versus length of sampled data

(3) 非同步采样时计算结果分析。

这里假设电网频率在长时间内发生波动(49.9~50.1Hz), 而在采样时间的若干周期内仍保持不变。尽管现有的傅里叶级数算法可采用锁相环技术, 以实现采样频率与信号频率之间保持同步, 但实际上同步误差是难以避免的(例如电压含有谐波时)。为获得与传统傅里叶级数算法的可比性, 并有效分析傅里叶级数算法受同步误差的影响, 这里假定 2 种算法的频率测量值均为 50Hz, 采样频率取为 10kHz。当电网频率在 50Hz 附近小范围内变化时, 实际采样频率非常接近理想的同步采样频率, 以此来近似实际采样中的微小同步误差。介质损耗因数的计算结果如表 2 所示。

由表 2 可见, 传统的傅里叶级数算法受非同步采样的影响非常大, 当电网频率为 49.95Hz 时(此时理想的采样频率为 9.99kHz, 实际采样频率为 10kHz, 采样频率的相对误差为 0.1%), $\tan\delta$ 的相对误差达到 15.06%。相比之下, 本文算法由于完全不受同步采样条件的限制, 可以获得较高的计算准确度。

表 2 不同算法计算结果的比较

Tab. 2 Results comparison of different algorithms

电网频率/Hz	真实值/%	傅里叶级数法/%		瞬时分解算法/%	
		测量值	相对误差	测量值	相对误差
49.90	0.3987	0.2901	27.24	0.3988	0.0251
49.95	0.3983	0.3383	15.06	0.3984	0.0251
50.00	0.3979	0.3979	0.00	0.3979	0.0000
50.05	0.3975	0.4678	17.69	0.3975	0.0000
50.10	0.3971	0.5468	37.70	0.3971	0.0000

(4) 频率跟踪误差对计算结果的影响。

为进一步研究本文算法结果对频率跟踪误差的敏感程度,这里取电网实际频率为 50Hz,而频率的跟踪值在 45~55Hz 较大范围内变动。不同频率跟踪值下的计算结果如图 5 所示。

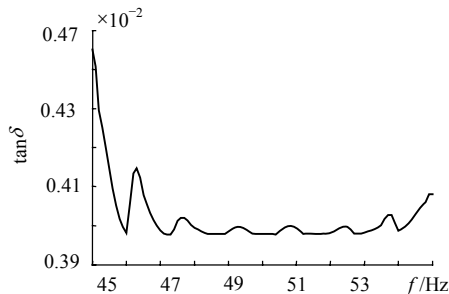


图 5 不同频率跟踪值下的计算结果

Fig. 5 Results of the algorithm versus different values of frequency measurement

仿真计算结果表明,本文算法对频率的跟踪误差并不敏感。实际上,本文采用的瞬时频率跟踪方法可将频率的跟踪相对误差控制在 0.01% 范围内,对 $\tan\delta$ 计算结果的影响可忽略不计。相对而言,尽管现有的傅里叶级数算法可采用锁相环技术实现同步采样,但实际上锁相环只能准确跟踪单一频率的电信号;当电压信号中谐波含量较大或者为非平稳信号时,无论是采用硬件锁相环还是软件锁相环,都必然存在频率的跟踪误差。频率的跟踪误差必然导致采样频率与电网实际频率的不同步,而由(3)的仿真结果可知,传统算法受非同步采样的影响非常大。

(5) 非平稳信号下的基波阻性、容性分量分解。

在仿真试验中,取电网频率具有式(30)的形式,将式(30)代入式(31),即可得到频率随时间瞬态变化的电压信号。应用本文给出的瞬时数字化算法,分解得到的基波阻性电流分量与基波容性电流分量分别如图 6、图 7 所示,分解结果与准确值基本吻合。

由此可见,即使电网频率在单个工频周期内发

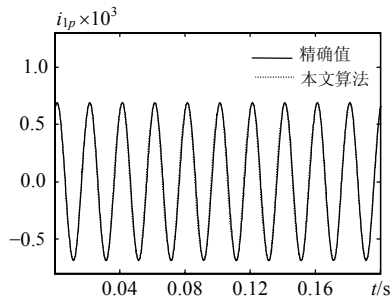


图 6 基波阻性电流分量

Fig. 6 Resistive current component of base-frequency

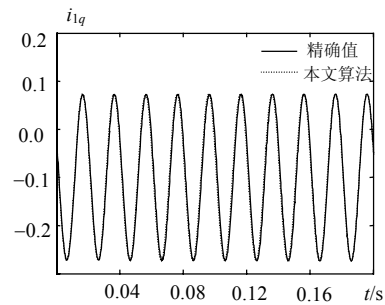


图 7 基波容性电流分量

Fig. 7 Capacitive current component of base-frequency

生短时瞬变,利用本文算法仍可实现基波阻性电流与基波容性电流的有效分解,便于实现设备绝缘的在线监测。

4 算法推广

实际上,本文提出的基于正交变换的瞬时分解算法还可进一步推广应用,不仅能实现基波阻性(有功)与容性电流(无功)分量的准确提取,而且能实现任意次谐波分量的分解。只需将变换矩阵 C_{pq} 构造成式(32)的形式,其它计算过程不变,就可获得任意次谐波的阻性与容性电流分量。此分解算法可望在 ZnO 避雷器的在线监测算法和单相有源电力滤波器的谐波检测方法等方面得到应用。

$$C_{kpq} = \begin{bmatrix} \cos k\omega t & -\sin k\omega t \\ \sin k\omega t & \cos k\omega t \end{bmatrix}, \quad k = 1, 2, \dots, \infty \quad (32)$$

5 结论

(1) 基于瞬时功率变换,本文提出了一种计算高压电气设备介质损耗因数的新型数字化算法。该算法无须配置同步采样卡等硬件,从根本上解决了实际信号量测中存在的非同步采样问题,仿真结果表明该算法可获得较高的计算准确度。

(2) 在电网频率短时瞬变的非平稳信号环境下,利用本文算法亦可实现瞬时基波阻性电流分量与基波容性电流分量的有效分解,从而不受现有监测算法中要求信号频率在若干周期内不变的前提约束。

(3) 影响 $\tan\delta$ 监测误差的因素很多,包括互感器、传感器、A/D 采样卡等硬件环境固有的误差;本文的工作是在硬件环境不变的前提下,研究新型的数字化算法以提高 $\tan\delta$ 的测量准确度,而且这种算法可以显著降低对硬件同步采样条件的苛刻要求。

参考文献

[1] 谈克雄,李福祺,张会平,等. 提高电容性设备介损监测装置性

- 能的意见[J]. 高电压技术, 2002, 28(11): 21-27.
- Tan Kexiong, Li Fuqi, Zhang Huiping, et al. Advice for improving performance of on-line tan monitoring devices for capacitive type equipment[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(11): 21-27(in Chinese).
- [2] 王楠, 陈志业, 律方成. 电容性设备绝缘监测与诊断技术综述[J]. 电网技术, 2003, 27(8): 72-75.
- Wang Nan, Chen Zhiye, Lü Fangcheng. A survey of on-line monitoring and diagnosis for capacitive equipment[J]. Power System Technology, 2003, 27(8): 72-75(in Chinese).
- [3] 赵秀山, 谈克雄, 朱德恒, 等. 介质损耗角的数字化测量[J]. 清华大学学报(自然科学版), 1996, 36(9): 51-56.
- Zhao Xiushan, Tan Kexiong, Zhu Deheng, et al. Digital measurement of dielectric loss angle[J]. Journal of Tsinghua University(Sci and Tech), 1996, 36(9): 51-56(in Chinese).
- [4] 王楠, 律方成, 刘云鹏, 等. 自适应广义形态滤波方法在介损在线监测数据处理中的应用研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 161-165.
- Wang Nan, Lü Fangcheng, Liu Yunpeng, et al. Study on application of adaptive generalized morphological filter in processing on-line monitoring $\tan\delta$ data[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 161-165(in Chinese).
- [5] Lachman M F, Walter W, Guggenberg P A. On-line diagnostics of high-voltage bushings and current transformers using the sum current method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, 15(1): 155-162.
- [6] Djokic B, So E. Phase measurement of distorted periodic signals based on nonsynchronous digital filtering[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2001, 50(4): 864-867.
- [7] Wang P, Raghuveer M R, McDermid W, et al. A digital technique for the on-line measurement of dissipation factor and capacitance [J]. IEEE Transactions on Dielectric and Electrical Insulation, 2001, 8(2): 228-232.
- [8] 王微乐, 李福祺, 谈克雄. 测量介质损耗角的高阶正弦拟合算法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2001, 41(9): 5-8.
- Wang Weile, Li Fuqi, Tan Kexiong. High-order sine fitting algorithm for dielectric loss measurement[J]. Journal of Tsinghua University (Sci and Tech), 2001, 41(9): 5-8(in Chinese).
- [9] 赵彤, 李庆民, 陈平. 提高介质损耗因数监测准确度的算法[J]. 清华大学学报, 2005, 45(7): 881-884.
- Zhao Tong, Li Qingmin, Chen Ping. Robust algorithm for improving the monitoring accuracy of dielectric loss factor[J]. Journal of Tsinghua University, 2005, 45(7): 881-884(in Chinese).
- [10] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1984, 20(3): 625-630.
- [11] Peng Fangzheng, Lai Jihsheng. Generalized instantaneous reactive power theory for three phase power systems[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1996, 45(1): 293-297.
- [12] 文继锋, 刘沛. 一种电能质量扰动检测的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 17-20.
- Wen Jifeng, Liu Pei. A new method for detection of power quality disturbances[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 17-20(in Chinese).
- [13] 王茂海, 刘会金. 通用瞬时功率定义及广义谐波理论[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(9): 68-73.
- Wang Maohai, Liu Huijin. A universal definition of instantaneous power and broad-sense harmonic theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(9): 68-73(in Chinese).
- [14] Moore P J, Carranza R D, Johns A T. A new numeric technique for high-speed evaluation of power system frequency[J]. Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings, 1994, 141(5): 529-536.
- [15] Boashash B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. II. algorithms and applications[J]. Proceedings of the IEEE, 1992, 80(4): 540-568.
- [16] 许庆强, 索南加乐, 宋国兵, 等. 振荡时电力系统瞬时频率的实时测量[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(1): 51-54.
- Xu Qingqiang, Suonan Jiale, Song Guobing, et al. Real-time measurement of power system instantaneous frequency while power system swings[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(1): 51-54(in Chinese).
- [17] 杨世锡, 胡劲松, 吴昭同, 等. 旋转机械振动信号基于 EMD 的希尔伯特变换和小波变换时频分析比较[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 102-107.
- Yang Shixi, Hu Jingsong, Wu Zhaotong, et al. The comparison of vibration signal' time-frequency analysis between EMD-based HT and WT method in rotating machinery[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 102-107(in Chinese).
- [18] Colas, Maxime. Gelle, Guillaume. A multitime-frequency approach for detection and classification of neighboring instantaneous frequency laws in a noisy environment[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(2): 71-74.
- [19] 陈平, 李庆民, 赵彤. 瞬时频率估计算法研究进展综述[J]. 电测与仪表, 2006, 43(487): 1-7.
- Chen Ping, Li Qingmin, Zhao Tong. Advances and trends in instantaneous frequency estimation methodology[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2006, 43(487): 1-7(in Chinese).
- [20] 李振然. 利用递推最小二乘法测量电力系统频率[J]. 电网技术, 1995, 19(6): 38-41.
- Li Zhenran. Using recursive least square algorithm to measure frequency of power system[J]. Power System Technology, 1995, 19(6): 38-41(in Chinese).

附录 A

根据正文中的式(20), 推导如下:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_1 & u'_1 \\ u'_1 - u_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} U_{1m} \sin(\omega t + \theta_{1u}) & U_{1m} \cos(\omega t + \theta_{1u}) \\ U_{1m} \cos(\omega t + \theta_{1u}) & -U_{1m} \sin(\omega t + \theta_{1u}) \end{bmatrix}^{-1} \\ \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{u_1^2 + u_1'^2} \begin{bmatrix} U_{1m} \sin(\omega t + \theta_{1u}) & U_{1m} \cos(\omega t + \theta_{1u}) \\ U_{1m} \cos(\omega t + \theta_{1u}) & -U_{1m} \sin(\omega t + \theta_{1u}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{U_{1m}^2} \begin{bmatrix} U_{1m} \sin(\omega t + \theta_{1u}) & U_{1m} \cos(\omega t + \theta_{1u}) \\ U_{1m} \cos(\omega t + \theta_{1u}) & -U_{1m} \sin(\omega t + \theta_{1u}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{U_{1m}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \theta_{1u}) & \cos(\omega t + \theta_{1u}) \\ \cos(\omega t + \theta_{1u}) & -\sin(\omega t + \theta_{1u}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{U_{1m}} \begin{bmatrix} p \sin(\omega t + \theta_{1u}) \\ p \cos(\omega t + \theta_{1u}) \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{U_{1m}} \begin{bmatrix} U_{1m} I_{1m} \cos(\theta_{1i} - \theta_{1u}) \sin(\omega t + \theta_{1u}) \\ U_{1m} I_{1m} \cos(\theta_{1i} - \theta_{1u}) \cos(\omega t + \theta_{1u}) \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} I_{1m} \cos(\theta_{1i} - \theta_{1u}) \sin(\omega t + \theta_{1u}) \\ I_{1m} \cos(\theta_{1i} - \theta_{1u}) \cos(\omega t + \theta_{1u}) \end{bmatrix} \quad (A1) \end{aligned}$$

根据式(7)和(17), 容易得到:

$$\begin{bmatrix} I_{1m} \cos(\theta_{li} - \theta_{lu}) \sin(\omega t + \theta_{lu}) \\ I_{1m} \cos(\theta_{li} - \theta_{lu}) \cos(\omega t + \theta_{lu}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{1p} \\ i'_{1q} \end{bmatrix} \quad (\text{A2})$$

从而, 有:

$$\begin{bmatrix} i'_{1p} \\ i'_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u'_1 \\ u'_1 & -u_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{u_1^2 + u_1'^2} \begin{bmatrix} u_1 & u'_1 \\ u'_1 & -u_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A3})$$

同理, 可证

$$\begin{bmatrix} i_{1q} \\ i_{1p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u'_1 \\ u'_1 & -u_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{u_1^2 + u_1'^2} \begin{bmatrix} u_1 & u'_1 \\ u'_1 & -u_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{A4})$$

附录 B

根据正文中的式(26)、(27), i_{1p} 与 i_{1q} 正交, 其证明如下:

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_0+T_1} i_{1p} i_{1q} dt &= \int_{t_0}^{t_0+T_1} \frac{\begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} (\bar{u}_p \bar{i}_p + \bar{u}_q \bar{i}_q)}{\bar{u}_p^2 + \bar{u}_q^2} \cdot \\ &\frac{\begin{bmatrix} -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} (\bar{u}_q \bar{i}_p - \bar{u}_p \bar{i}_q)}{\bar{u}_p^2 + \bar{u}_q^2} dt = \\ &\frac{(\bar{u}_p \bar{i}_p + \bar{u}_q \bar{i}_q)(\bar{u}_q \bar{i}_p - \bar{u}_p \bar{i}_q)}{(\bar{u}_p^2 + \bar{u}_q^2)^2} \int_{t_0}^{t_0+T_1} (\cos \omega t \bar{u}_p + \dots \\ &\sin \omega t \bar{u}_q)(-\sin \omega t \bar{u}_p + \cos \omega t \bar{u}_q) dt = \\ &A \int_{t_0}^{t_0+T_1} (-\bar{u}_p^2 \cos \omega t \sin \omega t + \bar{u}_p \bar{u}_q \cos^2 \omega t - \dots \\ &\bar{u}_p \bar{u}_q \sin^2 \omega t + \bar{u}_q^2 \cos \omega t \sin \omega t) dt = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &A(\bar{u}_q^2 - \bar{u}_p^2) \int_{t_0}^{t_0+T_1} \cos \omega t \sin \omega t dt + \dots \\ &A \bar{u}_p \bar{u}_q \int_{t_0}^{t_0+T_1} \cos^2 \omega t dt - \\ &A \bar{u}_p \bar{u}_q \int_{t_0}^{t_0+T_1} \sin^2 \omega t dt = \\ &0 + A \bar{u}_p \bar{u}_q \frac{T_1}{2} - A \bar{u}_p \bar{u}_q \frac{T_1}{2} = 0 \quad (\text{B1}) \end{aligned}$$

其中: $T_1 = \frac{2\pi}{\omega}$; t_0 为任意起始时刻; $A = (\bar{u}_p \bar{i}_p + \bar{u}_q \bar{i}_q) \cdot (\bar{u}_q \bar{i}_p - \bar{u}_p \bar{i}_q) / (\bar{u}_p^2 + \bar{u}_q^2)^2$.

收稿日期: 2007-01-25.

作者简介:

张黎(1979—), 男, 博士研究生, 主要从事高电压与绝缘技术领域的科研工作, zhlieee@gmail.com;

李庆民(1968—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事高电压与绝缘技术、电力电子技术等领域的教学与科研工作;

王冠(1978—), 女, 博士研究生, 主要从事电气设备状态监测技术领域的科研工作;

陈平(1981—), 女, 硕士研究生, 主要从事电力电子技术领域的科研工作.

(编辑 车德竞)