电网动态频率测量的移频迭代滤波方法及应用研究

罗 丹,温 和,唐 璐
(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:提出了一种电网动态频率测量的移频迭代滤波新方法,该方法首先采用时域移频将信号负频率成分移到零频附近,然后采用迭代滤波方法滤除高频分量和噪声,最后运用相位差实现频率估计。所提方法具有抗噪性好、运算量小的特点,仿真和实验结果验证了所提算法的有效性。

关键词:电网频率测量;移频;迭代;滤波;数字信号处理
中图分类号:TM 761 **文献标识码**:A DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.05.022

0 引言

电网频率的准确估计是电能计量、电能质量检测、继电保护的重要基础[1-3]。电网信号容易受外界干扰,且自身不可避免地存在波动,所以电网频率测量的准确度受到限制。近年来,国内外学者提出了许多关于频率测量的理论和方法,其中常用的频率测量方法主要有:基于正弦信号模型的检测算法;周期法及其改进算法,主要包括过零检测法、水平交点法[4]、高次修正函数法[5]和最小二乘多项式曲线拟合法[6]等;随机模型算法,主要包括最小二乘法[7]、最小绝对值近似法[8]、牛顿迭代算法[9]和离散卡尔曼滤波算法[10-11]等。基于周期信号模型的检测算法应用最为广泛,主要包括离散傅里叶变换[12]和快速傅里叶变换类算法及其改进算法[13]。傅里叶变换算法存在固有的频谱泄漏和栅栏效应,而牛顿迭代算法和离散卡尔曼算法等存在计算量较大的不足。

本文提出一种移频迭代滤波电网频率测量算法,该算法通过移频操作将信号负频率移到零频附近,然后采用迭代滤波滤除高频和噪声,最后运用相位差实现频率计算。算法的原理简单、抗噪性好、准确度高,且易于实现。与加窗插值快速傅里叶(WIFFT)算法相比,移频迭代滤波电网频率测量算法具有较高的准确性,且基频误差满足国家标准 GB/T 15945—2008 规定的测量误差要求(在±0.01 Hz 的范围内)[14]。最后验证了该算法的有效性。

1 移频滤波算法

1.1 信号移频

电网信号通常是连续的时间信号,在进行移频操作前需要先对连续电网时间信号进行采样,根据奈奎斯特采样定理,只要采样频率不小于信号最高频率的 2 倍即可较完整地利用离散采样点还原连续时间信号[15]。

设实际信号 $x(t)$ 为:

$$x(t)=\sum_{h=1}^{H}A_h\sin(2\pi hf_0t+\varphi_h) \tag{1}$$

其中,h 为谐波次数;H 为最高次谐波次数;f_0 为信号基频;A_h、φ_h 分别为第 h 次谐波的幅值和相角。

对实际信号 $x(t)$ 进行离散采样,每周期采样点数为 N,采样周期为 k,定义采样频率 $f_s=Nf_r$,f_r 为基准信号 $r(t)$ 的频率,其取值根据我国电力系统的标称频率而定,所以基准信号频率 $f_r=50$ Hz,则得到离散信号 $x(n)$ 为:

$$x(n)=\sum_{h=1}^{H}A_h\sin\left(2\pi\frac{hf_0}{f_s}n+\varphi_h\right)\quad n=1,2,\cdots,N_s \tag{2}$$

其中,N_s 为总采样点数。

定义相邻离散采样点之间的角度之差为采样角差,则基准信号 $r(t)$ 的采样角差 $\omega_r=2\pi/N$,则可得到基准信号 $r(t)$ 的离散采样表达式为:

$$r(n)=e^{j\omega_r n}=e^{j\frac{2\pi}{N}n} \tag{3}$$

在实际工程应用中,信号在时域内会存在一时间偏差 Δt,而在频域内会对应存在一频率偏差 Δf,所以实际电网信号的基频 f_0 与 h 次谐波频率 f_h 可以写为:

$$\begin{cases}f_0=f_r+\Delta f\\ f_h=hf_0=h(f_r+\Delta f)\end{cases} \tag{4}$$

由于 Δf 的存在,基准信号的频率与基频并不相等,而是存在关系 $f_0\approx f_r$,则可得到实际信号 $x(n)$ 的基波采样角差 ω_1 为:

$$\omega_1=\frac{2\pi}{N}\frac{f_r+\Delta f}{f_r} \tag{5}$$

同样对应的 h 次谐波采样角差 ω_h 为:

收稿日期:2018-03-14;**修回日期**:2019-01-22
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61771190);湖南省科技重大专项研究项目(2017GK1051);湖南省自然科学基金杰出青年基金资助项目(2019JJ20001)
Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61771190),Hunan Science and Technology Major Project (2017GK1051) and the Young Scientists Fund of the Natural Science Foundation of Hunan Province(2019JJ20001)

$$\omega_h=\frac{2\pi}{N}\frac{h(f_r+\Delta f)}{f_r} \tag{6}$$

则离散信号 $x(n)$ 可以改写为：

$$x(n)=\sum_{h=1}^{H}A_h\sin(h\omega_1 n+\varphi_h) \tag{7}$$

通过欧拉公式展开后有：

$$x(n)=\sum_{h=1}^{H}\frac{A_h}{2\mathrm{j}}(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_h}\mathrm{e}^{\mathrm{j}h\omega_1 n}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi_h}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}h\omega_1 n}) \tag{8}$$

将实际信号 $x(n)$ 与基准信号 $r(n)$ 逐项相乘，得到信号 $y(n)$ 如式(9)所示。

$$y(n)=x(n)r(n)=\sum_{h=1}^{H}\frac{A_h}{2\mathrm{j}}[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_h}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_r+h\omega_1)n}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi_h}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_r-h\omega_1)n}] \tag{9}$$

上述操作即为移频。经过移频后，原信号 $x(n)$ 的采样角差将发生改变，采样角差为 $h\omega_1$ 和 $-h\omega_1$ 的原信号进行移频后，其采样角差分别变为了 $\omega_r+h\omega_1$ 和 $\omega_r-h\omega_1$。

从频率的角度分析知，信号基频成分 $f_0=f_r+\Delta f$ 的原信号进行移频后，其频率成分变为 $2f_r+\Delta f$，考虑对称性，则对基波负频率成分 $-f_0=-f_r+\Delta f$ 的原信号进行移频后，其频率成分将变为 Δf，而该频率成分是本文需要保留的，其正好处于零频附近。

1.2 平滑滤波

利用 N 阶滑动平均滤波器 $h(n)$ 对移频信号 $y(n)$ 进行滤波，理想情况下，滤波后信号中噪声以及谐波成分将被抑制。滑动平均滤波器 $h(n)$ 属于FIR滤波器的一种，其单位冲激响应长度为有限长，其时域形式可表示为：

$$h(n)=\begin{cases}\dfrac{1}{N} & n=0,1,\cdots,N-1\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{10}$$

该滤波器在时域上最大的优点是所有的系数都相等，且为常数 $1/N$，因此本文将滤波器的输入、输出关系表示为如式(11)所示的简单差分方程。

$$y(n)=\sum_{m=0}^{N-1}h(m)x(n-m)=\frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1}x(n-m)=\frac{1}{N}[x(n)+x(n-1)+\cdots+x(n-(N-1))] \tag{11}$$

由式(11)可知，滑动平均滤波器当前时刻的输出等于当前时刻的输入与前 $N-1$ 个时刻的输入之和的算数平均值。滑动平均滤波器系数均为常数，并且均为 $1/N$，由此可知其在时域上非常简单，易于在工程应用中实现[16]。

滑动平均滤波器具有线性相位特性，滤波器长度 N 一旦固定，其阶跃响应的过渡时间即可确定，这在相位上体现为：滑动平均滤波器的群延时为常数。该特性表明滤波器对任意频率的输入信号的延时均相同，且随着滤波器长度 N 的增加，滤波器的延时线性增加。

对移频后的信号 $y(n)$ 经过1次平滑滤波器后得到平滑滤波结果 $y_1(n)$：

$$y_1(n)=\frac{1}{N}\sum_{d=-N+1}^{0}y(n+d) \tag{12}$$

其中，下标“1”表示滤波的次数。$y_1(n)$ 的频率响应和幅频特性为：

$$\begin{cases}H(\Delta\omega)=\dfrac{1}{N}\sum\limits_{d=-N+1}^{0}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\omega d}=\dfrac{\sin(\Delta\omega N/2)}{N\sin(\Delta\omega/2)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega(N-1)/2}\\ |H(\Delta\omega)|_L=\left|\dfrac{\sin(N\Delta\omega/2)}{N\sin(\Delta\omega/2)}\right|_L\end{cases} \tag{13}$$

其中，$\Delta\omega$ 为移频后的频率成分所对应的采样角差；L 为迭代滤波次数。由式(13)可知，滑动平均滤波器的频率响应表征了一个数字滤波器的特性，它属于低通滤波器。低通滤波器的理想与实际幅频响应曲线如附录A中的图A1、A2所示，图A1中 ω_c 为理想低通滤波器的截止频率。

2 移频迭代平滑滤波方法

2.1 滤波泄漏误差分析

令 $\Delta\omega_p=\omega_r+h\omega_1$ 为实际信号第 h 次谐波移频后正频率对应的角差，$\Delta\omega_n=\omega_r-h\omega_1$ 为第 h 次谐波移频后负频率对应的角差。

a. 当 $h=1$ 时，有：

$$\Delta\omega_n(1)=\omega_r-\omega_1\approx 0,\ |H(\Delta\omega_p(1))|\approx 1$$

$$\Delta\omega_p(1)=\omega_r+\omega_1\approx 2\omega_r,\ \omega_r N=2\pi$$

$$\Delta\omega_p(1)N/2\approx 2\pi,\ |H(\Delta\omega_p(1))|\approx 0$$

b. 当 $h>1$ 时，有：

$$\Delta\omega_n(h)=\omega_r-h\omega_1\approx(1-h)\omega_r$$

$$\Delta\omega_n(h)N/2\approx(1-h)\pi,\ |H(\Delta\omega_n(h))|\approx 0$$

$$\Delta\omega_p(h)=\omega_r+h\omega_1\approx(1+h)\omega$$

$$\Delta\omega_p(h)N/2\approx(1+h)\pi,\ |H(\Delta\omega_p(h))|\approx 0$$

图1为含有谐波的原始信号移频后的频谱图。图1(b)中，Δf 为本文算法中要保留的频率成分，是计算信号基频的依据；图1(c)为计算信号2次谐波频率进行的移频操作，只需将基准信号频率设置为 $2f_r$ 即可进行2次谐波移频。

结合附录中图A2所示的低通滤波器的幅频特性，由于低通滤波器阻带纹波和非同步采样产生的频率偏差影响[17]，滤波器并不能完全抑制干扰谱线，仍然会有微小的幅值残留，因此在计算被测信号的电力参数时会引入误差，它们将会对本文的算法

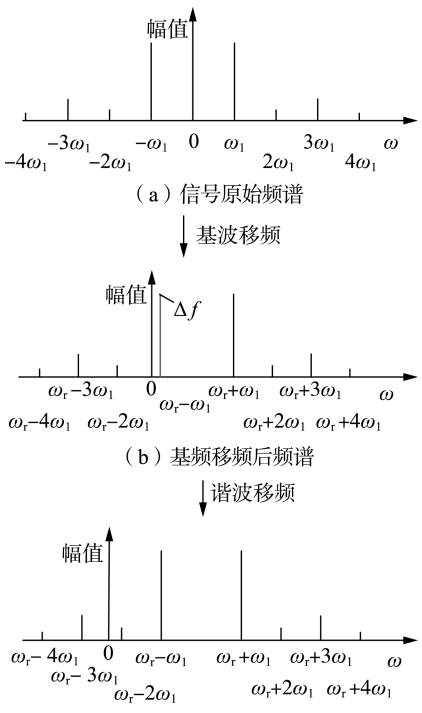


图 1　信号移频频谱图

Fig.1　Frequency spectrum of frequency-shifting signal

精度造成影响,在理想情况下,通过迭代滤波,可以近似抑制干扰成分,得出相对准确的频率参数测量数据。

通过上述分析可见,信号基波正频率部分以及高次谐波频率和噪声部分被抑制,则 $y_1(n)$ 经过滤波后信号中剩下的频率成分为采样角差 $\Delta\omega_n(1)$ 对应的频率偏差 Δf,又因为 $\Delta\omega_n(1)=\omega_r-\omega_1$,所以有:

$$\Delta\omega_n(1)=\frac{2\pi}{N}\frac{\Delta f}{f_r} \tag{14}$$

2.2　基于迭代滤波的频率估计方法

为了在滤波后获得更为纯净的单一频率信号,对信号进行迭代滤波,使干扰频率分量得到最大限度的抑制。为了加强滤波效果,采用 N 阶滑动平均滤波器对信号反复迭代滤波 L 次,可得信号 $y_L(n)$ 为:

$$\begin{cases} y_1(n)=\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{d=-N+1}^{0} y(n+d) \\ \vdots \\ y_l(n)=\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{d=-N+1}^{0} y_{l-1}(n+d) \\ \vdots \\ y_L(n)=\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{d=-N+1}^{0} y_{L-1}(n+d) \end{cases} \tag{15}$$

进行迭代滤波后,利用 $y_L(n)$ 的任意 2 点之间的相角差计算公式可得:

$$\Delta\omega_n(1)=\frac{\arg(y_L(n))-\arg(y_L(m))}{n-m} \tag{16}$$

其中,$1\leqslant m<n\leqslant kN-LN+L$,由此得到频率偏差 Δf,从而得到信号基频 f_0。

$$\Delta f=\frac{\Delta\omega_n(1)N}{2\pi}f_r \tag{17}$$

$$f_0=f_r-\Delta f=\frac{2\pi-N\Delta\omega_n(1)}{2\pi}f_r \tag{18}$$

2.3　算法流程

本文算法的实现流程如图 2 所示。首先设置相关参数,然后对实际信号进行离散采样,由基准信号求取实际信号的采样角差,再进行移频滤波,最后根据滤波信号的相角差求出实际信号基频。

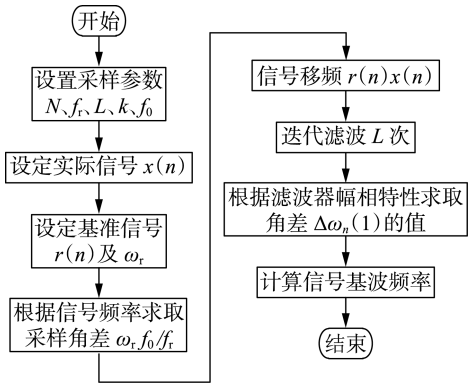


图 2　本文算法流程图

Fig.2　Flowchart of proposed algorithm

3　仿真实验

为了验证本文所提出的频率测量算法,对式(19)所示的信号进行仿真分析:

$$x(n)=\sum_{h=1}^{9}A_h\sin\left(2\pi\frac{hf_0}{f_s}n+\varphi_h\right) \tag{19}$$

其中,信号基波幅值 $A_1=220$ V,各次谐波幅幅值 $A_h=9/h$ (V)($h\neq1$);基波及各次谐波相角 $\varphi_h=\pi/4$ rad。在不同情况下进行仿真分析。分别采用移频迭代滤波算法和 WIFFT 算法进行频率测量仿真,WIFFT 算法采用三谱线插值公式,并选取不同的窗函数——汉宁窗(WIFFT2)[18]、三阶最大旁瓣衰减窗(WIFFT3)和四阶最大旁瓣衰减窗(WIFFT4)进行对比。

3.1　基频波动且无噪声情况下的频率测量

本文算法仿真实验数据设置为:每周期采样点数 $N=100$,采样周期数 $k=5$,滤波次数 $L=3$,基频 f_0 在 49.5~50.5 Hz 范围内取值,步长为 0.1 Hz,基准信号的频率 $f_r=50.0$ Hz。WIFFT 算法仿真实验数据设置为:每周期采样点数 $N=128$,采样周期数 $k=4$,基频 f_0 在 49.5~50.5 Hz 范围内取值,步长为 0.1 Hz。

2种算法在无谐波和存在谐波情况下的基频测量绝对误差分别如附录B中的表B1和表B2所示。

由表B1可见,当不存在谐波、基频f_0在49.5~50.5 Hz范围内变化时,本文算法的准确度随着迭代次数的增加明显高于WIFFT算法。当滤波次数L=2时,本文算法的基频测量绝对误差基本小于WIFFT的基频测量绝对误差,随着频率偏差Δf的减小,本文算法的基频测量绝对误差逐渐减小,滤波次数越多,基频测量精度也越高。

由表B2可见,当存在9次谐波、基频f_0在49.5~50.5 Hz范围内变化时,基频测量绝对误差随着频率偏差Δf的减小和滤波次数L的增加呈现的规律与不存在谐波时基本一致,且在滤波次数L=3时,表B2中的数值比表B1中对应的数值大。这表明,谐波对基于移频迭代滤波算法的基频检测精度存在影响,会导致基频测量的精度降低。

结合表B1和表B2的数据以及上述分析可知,谐波对频率的计算精度存在影响,且滑动平均滤波器无法完全滤除谐波干扰成分;但是相较于WIFFT算法,本文算法的基频测量准确度有所提高,且本文算法所需的采样点数小于WIFFT算法。

3.2 高次谐波与间谐波影响下的频率测量

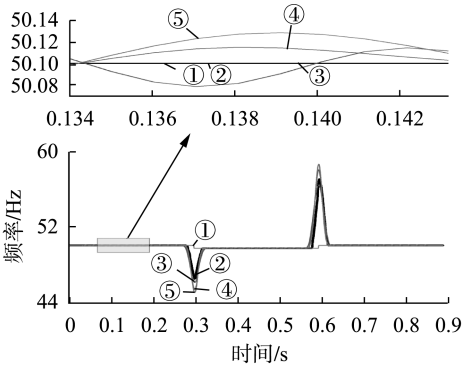
为了验证本文算法不失一般性,应当给出仿真信号中包含的谐波成分丰富或含非整数次谐波时的测频效果。附录B中的表B3为含40次的高次谐波时以及含有110 Hz、160 Hz间谐波情况下,本文算法和WIFFT算法的基频测量绝对误差。

表B3中高次谐波由幅值为$1/h$ p.u.、相角为$\pi/4$ rad的40次谐波叠加得到,间谐波的幅值与相角参数根据IEEE Std1159—1995[19]中关于电力系统电磁参数典型值范围的规定选取,110 Hz、160 Hz间谐波的幅值分别为$0.1A_1$、$0.2A_1$,相角均为0。本文算法与WFFT算法所需采样点数均为每周期采样128个点,采样5个周期共640个点。由表B3可见,由于间谐波为非整数次谐波,滑动平均滤波器并不能将其很好地滤除,因此对基频测量精度存在较大影响,但随着滤波次数的增加,本文算法的基频测量精度逐渐提高,当L=6时,本文算法的精度优于WIFFT算法。对于高次谐波,本文算法在L=2时与WIFFT算法的精度基本相当,可见本文算法对高次谐波具有较强的抗干扰性,且精度远高于WIFFT算法。

3.3 频率偏移信号分析

电力系统中的动态负荷会使测量信号随时间变化,为了评价本文算法在频率偏移情况下的频率估计性能,本文选取了1个基频在某个时间点突变的信号。

信号的基频在0.3 s时由50.1 Hz变为49.8 Hz,然后在0.6 s时又恢复到50.1 Hz,而信号的幅值和相角均不变。信号采样频率为1 000 Hz,本文算法迭代次数L=3,所需采样点数为60,WIFFT算法所需采样点数为64。仿真结果如图3所示。



①—实际值,②—本文算法(L=3)
③—WIFFT算法(WIFFT2),④—WIFFT算法(WIFFT3)
⑤—WIFFT算法(WIFFT4)

图3 不同算法下的频率估计结果比较

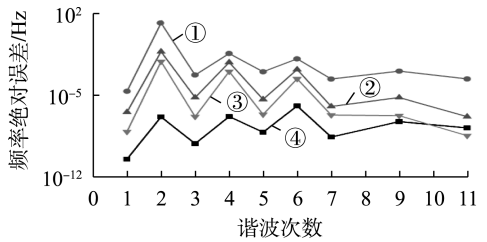
Fig.3 Comparison of frequency estimation results among different algorithms

由图3可见,在信号基频发生变化时,相比WIFFT算法,本文算法可在最短的时间内回到稳定状态,且本文算法的频率估计值在信号基频稳定时与实际频率值基本吻合,这同时也说明了本文算法计算的稳态信号的精度比WIFFT算法计算的稳态信号的精度高。

3.4 谐波频率测量

针对谐波信号的频率测量,本文选取了含11次谐波的模拟信号,该谐波模拟信号的参数值如附录C中的表C1所示,各次谐波幅值均由真实电网信号测得。

参照表C1所示的信号,分别采用本文算法和WIFFT算法进行谐波频率测量仿真。信号基频为49.9 Hz,采样频率为2 500 Hz,本文算法所需采样点数为200,WIFFT算法所需采样点数为512,迭代滤波次数L=4。本文算法与WIFFT算法的谐波频率测量仿真结果如图4所示。



①—WIFFT算法(WIFFT2),②—WIFFT算法(WIFFT3)
③—WIFFT算法(WIFFT4),④—本文算法(L=4)

图4 不同算法的谐波频率测量绝对误差比较

Fig.4 Comparison of absolute errors of harmonic frequency measurement among different algorithms

从图4可以看出:与WIFFT算法相比,本文算法的各次谐波频率估计值准确度更高。模拟信号中

的偶次谐波幅值较小,由于频谱泄漏的影响,WIFFT 算法较难计算出准确的频率值,而本文算法却能够得到较高精度的偶次谐波频率估计值;本文算法的频率估计结果更稳定,由此也说明了本文算法更加不易受到电网信号谐波成分的影响。

3.5　白噪声影响下的频率测量

在实际测量中,电网信号不可避免地会受到外界噪声的干扰,主要是电磁干扰,因此为了研究本文算法的抗噪性,对式(19)所示信号添加不同信噪比的白噪声,所加白噪声的信噪比以步长 10 dB 从 10 dB 增加至 100 dB,信号基频 $f_0=49.5$ Hz,信号总采样点数 $N=256$,在同一信噪比下重复计算 1 000 次,得到基于本文算法和 WIFFT 算法的基频测量方差如图 5 所示。

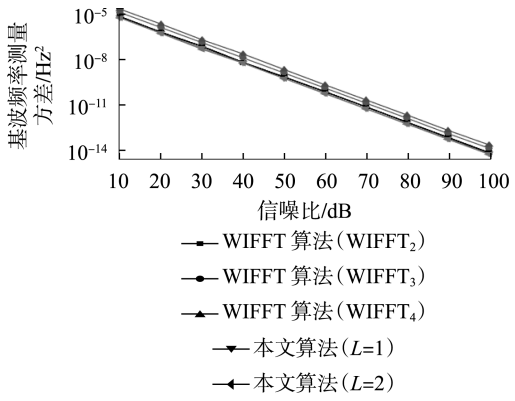


图 5　白噪声影响下 2 种算法的基频测量方差

Fig.5　Variances of fundamental frequency measurement of two algorithms under influence of white noise

由图 5 可见,随着信噪比的逐渐增大,2 种算法的信号基频测量方差均呈下降趋势,且本文算法的基频测量方差曲线均位于 WIFFT 算法的基频测量曲线下方,这说明本文算法的抗噪性优于 WIFFT 算法。

4　实验测量结果

为了验证本文所提算法在实际应用中的可靠性,开展了以下实验。

本文算法的硬件实现框图见附录 D 中的图 D1。图中,标准信号源型号为 Fluke6100A,用于产生实验所需的信号;数据采集卡型号为 NI PCI-6221,采集经过信号调理模块进行降压和模数转换后的数据,最后传送至上位机进行显示和保存。标准信号源上电后,通过标准源设置输出信号参数;然后,标准信号源将设置完成的电信号通过输出端口送入数据采集设备 NI PCI-6221 的信号输入端口,数据采集设备 NI PCI-6221 的采样频率通过上位机进行设置,采样频率设置为 5 000 Hz;最后,数据采集设备 NI PCI-6221 将采样得到的电信号送入上位机进行波形显示和数据存储。

分别采用本文算法和 WIFFT 算法,基于不同频率下采样得到的数据进行频率计算,总采样点数 $N=256$,迭代滤波次数 $L=2$,2 种算法的基频测量绝对误差对比如表 1 所示。

表 1　2 种算法的基频测量绝对误差

Table 1　Absolute errors of fundamental frequency measurement of two algorithms

f_0/Hz	本文算法的基频测量绝对误差/Hz		WIFFT 算法的基频测量绝对误差/Hz
	$L=1$	$L=2$	
49.5	5.18×10^{-2}	1.33×10^{-3}	7.74×10^{-3}
49.7	8.92×10^{-2}	5.43×10^{-4}	1.71×10^{-3}
49.9	9.32×10^{-2}	9.14×10^{-5}	4.58×10^{-2}
50.1	9.43×10^{-2}	2.88×10^{-4}	1.09×10^{-3}
50.3	2.47×10^{-1}	1.45×10^{-3}	2.34×10^{-2}
50.5	4.56×10^{-1}	1.91×10^{-3}	4.35×10^{-2}

由表 1 可见,与 WIFFT 算法相比,本文算法的基频测量准确度明显提高。

5　结论

本文提出了一种用于精确估计电力系统频率的算法——基于移频迭代滤波的频率测量算法,首先通过基准信号对采样信号进行移频,然后利用滑动平均滤波器对移频信号进行迭代滤波,消除目标频率谱线附近的干扰,最后利用角差法计算信号频率。通过仿真实验对比了不同情况下,本文算法与 WIFFT 算法的基频测量准确度,对比分析了频率偏移情况下本文算法与 WIFFT 算法的频率估计准确度,以及谐波频率测量准确度和抗噪性。仿真结果表明,与 WIFFT 算法相比,本文算法能有效地提高频率测量准确度,且其抗噪性能较好。最后,通过实际测量结果验证了本文算法的有效性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1] DASH P K,HASAN S. A fast recursive algorithm for the estimation of frequency, amplitude, and phase of noisy sinusoid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(10):4847-4856.

[2] 孟卓,温和. 基于复化梯形的准同步采样频率测量算法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(10):2445-2453.
MENG Zhuo,WEN He. Quasi-synchronous sampling algorithm for frequency measurement study based on numerical integration[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(10):2445-2453.

[3] BEGOVIC M M,DJURIC P M,DUNLAP S,et al. Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,1993,8(2):480-486.

[4] 袁石良,董杰,徐志强,等. 适应于时变频率的高精度测频算法设计与实现[J]. 电力自动化设备,2016,36(11):171-175.
YUAN Shiliang,DONG Jie,XU Zhiqiang,et al. Design and implementation of high-precision time-varying frequency measuring algorithm[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(11):171-175.

[5] NUTARO J,PROTOPOPESCU V. A new model of frequency delay

in power systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems Ⅱ:Express Briefs,2012,59(11):840-844.
[6] 李振然. 利用递推最小二乘算法测量电力系统频率[J]. 电网技术,1995,19(6):38-40.
LI Zhenran. Using recursive least square algorithm to measurement frequency of power system[J]. Power System Technology,1995,19(6):38-40.
[7] CAI Deyu,REGULSKI P,OSBORNE M,et al. Wide area inter-area oscillation monitoring using fast nonlinear estimation algorithm[J]. IEEE Transactions on Smart Grid,2013,4(3):1721-1731.
[8] DJURIĆ M B,TERZIJA V V. An algorithm for frequency relaying based on the Newton-Raphson method[J]. Electric Power Systems Research,1994,31(2):119-124.
[9] SOLIMAN S A,CHRISTENSEN G S,KELLY D H,et al. An algorithm for frequency relaying based on least absolute value approximations[J]. Electric Power Systems Research,1990,19(2):73-84.
[10] GHAHREMANI E,KAMWA I. Dynamic state estimation in power system by applying the extended Kalman filter with unknown inputs to phasor measurements[J]. IEEE Transactions on Power Systems,2011,26(4):2556-2566.
[11] ALAM A S. A new fast algorithm to estimate real-time phasors using adaptive signal processing[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2013,28(2):807-815.
[12] 李宁,左培丽,王新刚,等. 基于改进 DFT 和时域准同步的间谐波检测算法[J]. 电力自动化设备,2017,37(4):170-178.
LI Ning,ZUO Peili,WANG Xingang,et al. Inter-harmonic detection based on improved DFT and time-domain quasi-synchronization[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(4):170-178.
[13] 温和,滕召胜,王永,等. 改进加窗插值 FFT 动态谐波分析算法及应用[J]. 电工技术学报,2012,27(12):270-277.
WEN He,TENG Zhaosheng,WANG Yong,et al. Improved windowed interpolation FFT algorithm and application for power harmonic analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(12):270-277.
[14] 张政,温和,黎福海,等. 多水平集单周期电力系统频率测量方法及应用[J]. 电工技术学报,2017,32(7):119-127.
ZHANG Zheng,WEN He,LI Fuhai,et al. Multi-level set single-cycle power system frequency measurement method and its application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(7):119-127.
[15] 王硕禾,许继勇,蔡清亮,等. 联合三相锁相环和优化三点法的供电频率高精度测量算法[J]. 电力自动化设备,2012,32(1):88-92.
WANG Shuohe,XU Jiyong,CAI Qingliang,et al. High-precision power-frequency measuring algorithm combining three-phase PLL and optimized three-point method[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(1):88-92.
[16] 蒋平,郑斌青,冯双. 基于功率及频率波动相位的强迫扰动源定位[J]. 电力自动化设备,2017,37(1):112-117.
JIANG Ping,ZHENG Binqing,FENG Shuang. Forced disturbance-source locating based on phase-angle between power and frequency fluctuations[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(1):112-117.
[17] GOLESTAN S,RAMEZANI M,GUERRERO J M,et al. Moving average filter based phase-locked loops:performance analysis and design guidelines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(6):2750-2763.
[18] 赵黎丽. 基于相关 Hanning 窗插值的间谐波分析算法[J]. 电工技术学报,2008,23(11):153-158.
ZHAO Lili. Inter-harmonics analysis based on correlation Hanning window and interpolation algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,23(11):153-158.
[19] IEEE. IEEE recommended practice for monitoring electric power quality:IEEE Std 1159-1995[S]. [S.l.]:IEEE,1995.

作者简介:


罗 丹

罗 丹(1993—),女,湖南衡阳人,硕士研究生,主要研究方向为电气参数测量(**E-mail**:luodan_18390225197@126.com);

温 和(1982—),男,湖南益阳人,教授,博士,主要研究方向为电能计量、谐波分析(**E-mail**:he_wen82@126.com);

唐 璐(1977—),男,湖南岳阳人,助理教授,博士,主要研究方向为电气参数测量(**E-mail**:tangl@126.com)。

Research on frequency-shifting iterative filtering method for dynamic frequency measurement of power system and its application

LUO Dan,WEN He,TANG Lu

(College of Electrical and Information Engineering,Hunan University,Changsha 410082,China)

Abstract:A new method of frequency-shifting iterative filtering for dynamic frequency measurement of power grid is proposed. The frequency shift in time-domain is used to move the negative frequency components to zero-frequency, then the high-frequency components and noise are filtered by iterative filtering method,and phase difference is used to realize frequency estimation. The proposed method has the advantages of good anti-noise characteristic and low computational complexity. The simulative and experimental results verify the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words:frequency measurement of power system;frequency shift;iteration;filtering;digital signal processing

附录 A

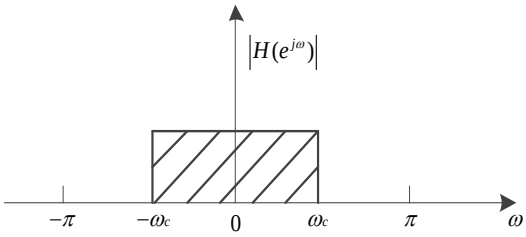


图 A1 低通滤波器理想幅频特性

Fig.A1 Ideal amplitude-frequency characteristics of low-pass filter

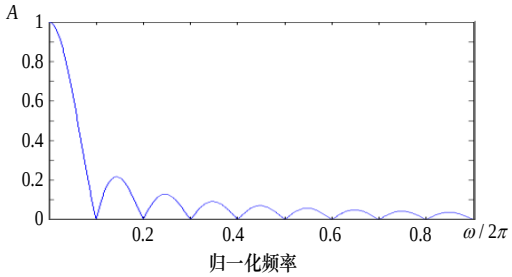


图 A2 低通滤波器实际幅频特性

Fig.A2 Actual amplitude-frequency characteristics of low-pass filter

附录 B

表 B1 基频波动下 2 种算法的基波频率测量绝对误差对比

Table B1 Comparisons of absolute errors of fundamental frequency measurement under fundamental frequency fluctuation between two algorithms

f_0/Hz	本文算法基频测量绝对误差			WIFFT 算法基频测量绝对误差		
	L=1	L=2	L=3	WIFFT2	WIFFT3	WIFFT4
49.5	1.30×10^{-3}	4.20×10^{-6}	3.14×10^{-10}	9.52×10^{-5}	1.04×10^{-5}	2.01×10^{-6}
49.6	6.12×10^{-4}	1.42×10^{-6}	2.32×10^{-9}	1.20×10^{-4}	1.33×10^{-5}	2.58×10^{-6}
49.7	2.31×10^{-4}	3.05×10^{-7}	1.34×10^{-9}	1.45×10^{-4}	1.64×10^{-5}	3.20×10^{-6}
49.8	5.21×10^{-5}	1.72×10^{-8}	3.00×10^{-10}	1.71×10^{-4}	1.97×10^{-5}	3.86×10^{-6}
49.9	2.25×10^{-7}	1.65×10^{-11}	9.95×10^{-14}	1.97×10^{-4}	2.31×10^{-5}	4.54×10^{-6}

f_0/Hz	本文算法基波频率测量绝对误差			WIFFT 算法基波频率测量绝对误差		
	L=1	L=2	L=3	WIFFT2	WIFFT3	WIFFT4
50.1	2.53×10^{-5}	6.66×10^{-8}	1.49×10^{-10}	2.45×10^{-4}	3.00×10^{-5}	5.96×10^{-6}
50.2	1.51×10^{-4}	5.46×10^{-7}	2.07×10^{-9}	2.67×10^{-4}	3.35×10^{-5}	6.68×10^{-6}
50.3	4.50×10^{-4}	2.07×10^{-6}	1.05×10^{-8}	2.86×10^{-4}	3.69×10^{-5}	7.38×10^{-6}
50.4	9.90×10^{-4}	5.53×10^{-6}	3.48×10^{-8}	3.03×10^{-4}	4.01×10^{-5}	8.07×10^{-6}
50.5	1.80×10^{-3}	1.20×10^{-5}	8.96×10^{-8}	3.17×10^{-4}	4.32×10^{-5}	8.73×10^{-6}

表 B2 基频波动下 2 种算法的基波频率测量绝对误差对比

Table B2 Comparisons of absolute errors of fundamental frequency measurement under harmonic and frequency fluctuation between two algorithms

f_0/Hz	本文算法基频测量绝对误差			WIFFT 算法基频测量绝对误差		
	L=1	L=2	L=3	WIFFT2	WIFFT3	WIFFT4
49.5	3.50×10^{-3}	2.29×10^{-5}	3.86×10^{-9}	1.13×10^{-4}	8.77×10^{-5}	1.45×10^{-4}
49.6	2.10×10^{-3}	9.78×10^{-6}	3.73×10^{-8}	1.13×10^{-4}	9.46×10^{-5}	1.56×10^{-4}
49.7	1.00×10^{-3}	2.90×10^{-6}	3.09×10^{-8}	1.10×10^{-4}	1.00×10^{-4}	1.64×10^{-4}
49.8	3.63×10^{-4}	2.87×10^{-7}	1.29×10^{-8}	1.04×10^{-4}	1.04×10^{-4}	1.70×10^{-4}
49.9	6.61×10^{-5}	1.17×10^{-7}	1.95×10^{-9}	9.58×10^{-5}	1.06×10^{-4}	1.74×10^{-4}

f_0/Hz	本文算法基频测量绝对误差			WIFFT 算法基频测量绝对误差		
	L=1	L=2	L=3	WIFFT2	WIFFT3	WIFFT4
50.1	1.10×10^{-5}	2.61×10^{-7}	2.18×10^{-9}	7.56×10^{-5}	1.08×10^{-4}	1.76×10^{-4}
50.2	6.58×10^{-5}	8.46×10^{-7}	1.66×10^{-8}	6.43×10^{-5}	1.07×10^{-4}	1.75×10^{-4}
50.3	3.79×10^{-4}	8.13×10^{-7}	4.98×10^{-8}	5.27×10^{-5}	1.05×10^{-4}	1.75×10^{-4}
50.4	1.00×10^{-3}	1.40×10^{-6}	9.70×10^{-8}	4.14×10^{-5}	1.02×10^{-4}	1.68×10^{-4}
50.5	2.10×10^{-3}	7.62×10^{-6}	1.41×10^{-7}	3.06×10^{-5}	9.77×10^{-5}	1.63×10^{-4}

表 B3 **含有高次谐波与间谐波时 2 种算法的基频测量绝对误差对比**

TableB3 Comparison of absolute errors of fundamental frequency measurement between two algorithms under high-order harmonic and inter-harmonic

谐波	本文算法基频测量绝对误差						WIFFT 算法基频测量绝对误差		
	L=1	L=2	L=3	L=4	L=5	L=6	WIFFT2	WIFFT3	WIFFT4
40 次谐波	1.02×10^{-2}	5.45×10^{-5}	2.69×10^{-7}	5.90×10^{-10}	3.23×10^{-11}	2.70×10^{-12}	2.09×10^{-5}	1.01×10^{-5}	1.05×10^{-6}
110、160Hz 间谐波	2.99×10^{-2}	5.30×10^{-3}	6.11×10^{-4}	5.91×10^{-5}	3.37×10^{-6}	1.11×10^{-6}	1.12×10^{-4}	9.01×10^{-6}	1.76×10^{-6}

附录 C

表 C1 谐波模拟信号参数

Table C1 Parameters of harmonic analog signal

谐波次数	幅值/V	相角/（°）	谐波次数	幅值/V	相角/（°）
1	220	5	7	2.1	60
2	0.1	10	8	0	—
3	12	20	9	0.3	80
4	0.1	30	10	0	—
5	2.7	40	11	0.6	100
6	0.05	50			

附录 D

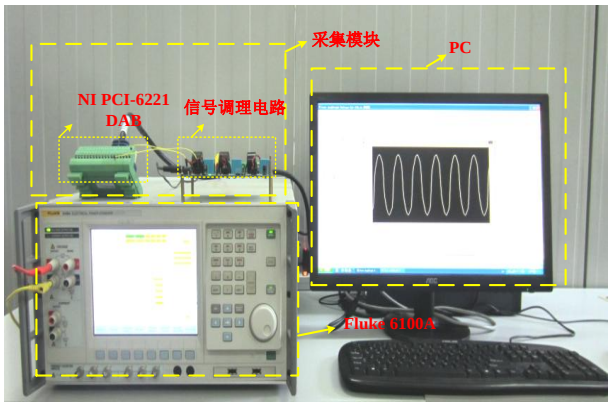


图 **D1** 实验测量设备

Fig.D1 Equipment of experimental measurement