

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2020.02.006

基于负频率频谱干扰消除的高精度低频间谐波检测算法

刘型志¹, 周全¹, 张淮清², 田娟¹, 陈文礼¹

(1. 国网重庆市电力公司 营销服务中心(计量中心), 重庆 401123;

2. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044)

摘要:采用离散频谱分析的快速检测电网信号中存在的间谐波时,离散傅里叶变换(DFT)后的负频率频谱泄露干扰会降低检测精度。为有效消除负频率频谱泄露干扰,建立了含有负频率分量的频谱解析表达式,推导出基于最大旁瓣衰减窗的改进三谱线插值DFT,以实现间谐波的快速高精度检测。对新算法进行系统误差和噪声灵敏度分析,仿真结果表明新算法不仅能够有效消除负频率频谱泄露干扰,对加性白噪声也具有很强的鲁棒性;而且在被测间谐波低于1个频率分辨率时,新算法也能够达到很高的检测精度。

关键词:间谐波;离散频谱分析;负频率;插值DFT;高精度检测

中图分类号:TM153.1

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2020)02-050-10

High-precision low-frequency inter-harmonic detection algorithm based on negative-frequency spectrum-interference cancellation

LIU Xingzhi¹, ZHOU Quan¹, ZHANG Huaiqing², TIAN Juan¹, CHEN Wenli¹

(1. Marketing Service Center (Metrology Center), State Grid Chongqing Electric Power Co., Chongqing 401123, P. R. China; 2. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: When there are inter-harmonics in the grid signal, the fast detection using discrete spectrum analysis causes the accuracy to decrease due to the negative frequency spectrum leakage interference after the discrete Fourier transform (DFT). In order to effectively eliminate the negative frequency spectrum leakage interference, the analytical expression of the spectrum containing the negative frequency component is established, and the improved three-line interpolation DFT based on the maximum side-lobe attenuation window is derived to realize the fast and high-precision detection of inter-harmonics. The systematic error and noise sensitivity of the new algorithm are analyzed. The simulation results show that the new algorithm can not only effectively eliminate the negative frequency spectrum leakage interference, but also has strong robustness to additive white noise. When the inter-harmonics are lower than one frequency resolution, the new algorithm can still achieve high detection accuracy.

Keywords: inter-harmonic; discrete spectrum analysis; negative frequency; interpolated discrete Fourier transform; high-precision measurement

收稿日期: 2019-09-25

基金项目: 国家电网公司科技项目资助(5200019000W)。

Supported by the State Grid Corporation Science and Technology Project (5200019000W).

作者简介: 刘型志(1989—), 男, 硕士, 主要从事电能计量准确性及可靠性研究, (E-mail)15803082682@163.com。

间谐波作为评定电能质量的一项参数指标,其检测的准确性将直接影响评定结果^[1]。间谐波的小振幅和引起的信号周期变化,使得基于离散傅里叶变换 DFT(discrete Fourier transform)的精确分析和检测相对困难,根本原因在于 DFT 对非同步采样的高敏感度^[2]。

国际标准 IEC 61000 中采用 10 个工频周波进行间谐波测量,算法核心在于信号 DFT 后所对应的间谐波频谱“群”及“子群”划分,但无法就频率分量参数(频率、相位)进行测量。特别是在对间谐波进行非同步采样时,未就加 Hanning 窗 DFT 的检测算法进行深入阐述和探讨^[3]。

为消除非同步情况下 DFT 存在的频谱泄露和栅栏效应,常采用加对称余弦窗的 DFT 频谱插值算法。一方面采用长时间窗口以获取更高的频率分辨率,降低其他频率分量的旁瓣衰减分量干扰,但显然增加了算法计算成本,且长时间窗口容易包含多个分段动态间谐波,使得测量结果出现偏差;另一方面采用旁瓣快速衰减的时间窗加权,以降低频谱泄露分量对插值算法的影响,但主瓣宽度的增加限制了其在短时间窗口内的应用,特别是在间谐波接近直流及各谐波分量时,相对低频的间谐波负频率频谱干扰使得插值算法存在较大误差^[4-10]。

上述问题已引起了学术界的广泛关注,相继提出了多种插值算法。文献[11]在考虑负频率频谱干扰前提下,提出了基于相位差的测量算法,但明显无法满足短时采样窗口设定;文献[12]提出了三复谱线插值的矩阵解析算法,文献[13]进一步将其扩展应用于电力频率参数估计,并给出了最大旁瓣衰减窗下的通用解析式;文献[10]基于此思想并根据间谐波位置的不同,给出了 3 种基波同步采用下间谐波快速检测算法的解析式;对于直流分量存在时,上述插值算法的解析过程依然适应,文献[14]仿真结果显示,对照 IEC 三点和四点拟合方法,新算法在幅值和相位校正估计上具有更高的精度。

为在利用 DFT 进行间谐波快速检测时获得更为准确的检测结果,我们根据最大旁瓣衰减窗频谱特性,采用改进三谱线插值算法减少负频率频谱泄露分量的干扰,进而在参考 IEC 标准的特定信号周期截断条件下,实现低频及超低频间谐波的快速高精度检测。

1 计及负频率插值 DFT

1.1 通用加最大旁瓣衰减窗下 DFT

考虑单个间谐波离散采样信号实数序列为:

$$s(n) = A_{in} \cos(2\pi \frac{\lambda_{in}}{N} n + \theta_{in}), n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (1)$$

式中: N 为时域采样点数; A_{in} 和 θ_{in} 分别为对应信号幅值和相位;归一化频率 λ_{in} 与频率分辨率 Δf 满足 $\lambda_{in} = N \Delta f$;采样频率 f_s 与频率分辨率满足 $\Delta f = f_s / N$ 。在非同步采样情况下,归一化频率满足 $\lambda_{in} = k_{in} + \delta$, k_{in} 为整数,分数部分 δ 的取值范围为 $[-0.5, 0.5)$ 。在进行加最大旁瓣衰减窗 DFT 后,对应于峰值谱线的离散频谱为:

$$S(k_{in}) = \frac{A_{in}}{2} e^{j\theta_{in}} W(-\delta) + \frac{A_{in}}{2} e^{-j\theta_{in}} W(2k_{in} + \delta). \quad (2)$$

在采样点数满足 $N \gg 1$ 且 $N \gg |\delta|$ 时, H 项的最大旁瓣衰减窗频谱 W 近似为^[7]:

$$\hat{W}(\delta) \approx \frac{N \sin(\pi\delta)}{2^{2H-2} \pi} e^{-j\pi\delta} \frac{(2H-2)!}{\delta \prod_{h=1}^{H-1} (h^2 - \delta^2)}. \quad (3)$$

从峰值谱线的离散频谱表达式(2)明显看出,对应正频率范围的峰值谱线包含有来自负频率分量的加权旁瓣衰减分量,即对正频率的频谱来说为泄露干扰。根据窗函数频谱特性还可知,当整数 $k_{in} \rightarrow 0$ 时,泄露分量逐渐增大,且在分数部分 $|\delta| = 0.5$ 时,此分量相对最大。理想情况下,即不存在负频率频谱泄露,式(2)中第 2 部分为零,则利用峰值谱线与其临近谱线的频谱线性比例^[7]可得到分数部分 δ 的估计如下:

$$R_{ideal} = \frac{S(k_{in} \pm 1)}{S(k_{in})} \approx \frac{|\hat{W}(-\delta \pm 1)|}{|\hat{W}(-\delta)|} = \frac{H-1 \pm \delta}{H \mp \delta}; \quad (4a)$$

$$\hat{\delta} = \pm \frac{HR_{\text{ideal}} - H + 1}{R_{\text{ideal}} + 1}. \quad (4b)$$

1.2 双谱线插值 DFT

若考虑负频率的频谱泄露干扰,即将式(3)带入式(2),稍作变换可得:

$$S(k_{\text{in}}) = \frac{A_{\text{in}}}{2} e^{j(\theta_{\text{in}} + \pi\delta)} |\hat{W}(-\delta)| + \frac{A_{\text{in}}}{2} e^{-j(\theta_{\text{in}} + \pi\delta)} |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta)|, \quad (5)$$

式中 $|\hat{W}|$ 为实数。则对应离散峰值谱线频谱 $S(k_{\text{in}})$ 可拆分为实部和虚部,分别为:

$$S_{\text{re}}(k_{\text{in}}) = \frac{A_{\text{in}}}{2} \cos(\theta_{\text{in}} + \pi\delta) (|\hat{W}(-\delta)| + |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta)|); \quad (6a)$$

$$S_{\text{im}}(k_{\text{in}}) = \frac{A_{\text{in}}}{2} \sin(\theta_{\text{in}} + \pi\delta) (|\hat{W}(-\delta)| - |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta)|). \quad (6b)$$

同理,对应次峰值谱线也具有如上所示的实部和虚部分解,即:

$$S_{\text{re}}(k_{\text{in}} \pm 1) = \frac{A_{\text{in}}}{2} \cos(\theta_{\text{in}} + \pi\delta) (|\hat{W}(-\delta \pm 1)| + |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta \pm 1)|); \quad (7a)$$

$$S_{\text{im}}(k_{\text{in}} \pm 1) = \frac{A_{\text{in}}}{2} \sin(\theta_{\text{in}} + \pi\delta) (|\hat{W}(-\delta \pm 1)| - |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta \pm 1)|). \quad (7b)$$

为消去幅值和相位分量,将对应谱线的频谱实部和虚部分别相比,比例分别为:

$$R_{\text{re}} = \frac{S_{\text{re}}(k_{\text{in}} \pm 1)}{S_{\text{re}}(k_{\text{in}})} = \frac{|\hat{W}(-\delta \pm 1)| + |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta \pm 1)|}{|\hat{W}(-\delta)| + |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta)|}; \quad (8a)$$

$$R_{\text{im}} = \frac{S_{\text{im}}(k_{\text{in}} \pm 1)}{S_{\text{im}}(k_{\text{in}})} = \frac{|\hat{W}(-\delta \pm 1)| - |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta \pm 1)|}{|\hat{W}(-\delta)| - |\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta)|}. \quad (8b)$$

对比式(8)和式(4a),若来自负频率分量的加权旁瓣衰减分量 ($|\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta)|$ 和 $|\hat{W}(2k_{\text{in}} + \delta \pm 1)|$) 量级相对主瓣分量 ($|\hat{W}(-\delta)|$ 和 $|\hat{W}(-\delta \pm 1)|$) 较小可以忽略,则任意采用实部和虚部的线性比例都可以求解得到分数部分 δ 的近似估计;反之,这种近似估计误差将会急剧增大。

为此,文献[15]提出了多种近似校正估计的计算方法,如式(9)所示,分别对应为算术均值、几何平均值、调和平均值和二次均值。仿真结果表明其中效果最好的是调和平均值 \hat{R}_{est3} ^[16],但在被测频率较低时(特别是当其接近一个频率分辨率时),校正估计结果的精度仍不够理想,因而有必要进一步改善低频及超低频校正的准确度。

$$\begin{cases} \hat{R}_{\text{est1}} = \frac{R_{\text{re}} + R_{\text{im}}}{2}; \\ \hat{R}_{\text{est2}} = \sqrt{R_{\text{re}} R_{\text{im}}}; \\ \hat{R}_{\text{est3}} = \frac{2}{1/R_{\text{re}} + 1/R_{\text{im}}}; \\ \hat{R}_{\text{est4}} = \sqrt{\frac{R_{\text{re}}^2 + R_{\text{im}}^2}{2}}. \end{cases} \quad (9)$$

2 改进三谱线插值 DFT

2.1 频率校正

为进一步提高基于插值 DFT 的低频率检测精度,考虑先进行如式(4b)的计算,然后再对实部和虚部的估计进行式(9)的多种平均计算。与前述两谱线的插值方法不同,首先采用广义的三谱线复数插值算法,即:

$$R_{3i} = \frac{S(k_{\text{in}} + 1) - S(k_{\text{in}} - 1)}{S(k_{\text{in}} + 1) - 2S(k_{\text{in}}) + S(k_{\text{in}} - 1)}. \quad (10)$$

利用式(4)中频谱线性比例关系,上式可化简为:

$$R_{3i} = \frac{\delta_{3i} - 2H\delta_{3i}}{2\delta_{3i}^2 - H} \tag{11}$$

进一步求解得到 δ_{3i} , 其对应实部和虚部的分数部分分别为:

$$\begin{cases} \delta_{3i_re} = \text{Re} \left[\frac{(1 - 2H) \pm \sqrt{(1 - 2H)^2 + 8HR_{3i}^2}}{4R_{3i}} \right]; \\ \delta_{3i_im} = \text{Im} \left[\frac{(1 - 2H) \pm \sqrt{(1 - 2H)^2 + 8HR_{3i}^2}}{4R_{3i}} \right]. \end{cases} \tag{12}$$

式(12)中正负号选取仅根据 δ 的取值范围即可决定, 即选择满足 $|\delta_{3i}| \leq 0.5$ 的值。对应实部和虚部的归一化频率分别为: $\lambda_{re} = k \pm \delta_{3i_re}$, $\lambda_{im} = k_{im} \pm \delta_{3i_im}$ 。进而采用式(9)的均值算法进一步减小近似误差, 即:

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_{est1} = \frac{\lambda_{re} + \lambda_{im}}{2}; \\ \hat{\lambda}_{est2} = \sqrt{\lambda_{re}\lambda_{im}}; \\ \hat{\lambda}_{est3} = \frac{2}{1/\lambda_{re} + 1/\lambda_{im}}; \\ \hat{\lambda}_{est4} = \sqrt{\frac{\lambda_{re}^2 + \lambda_{im}^2}{2}}. \end{cases} \tag{13}$$

上述几种计算方法准确度的比较见图 1。其中, 所加窗函数为 2 阶的最大旁瓣衰减窗 (Hanning 窗) 信号频率范围为 [1.5, 5.0] Hz, 信号相位则以步长 0.02π 在 $[0, \pi)$ 范围内变化, 取误差最大时的估计结果。

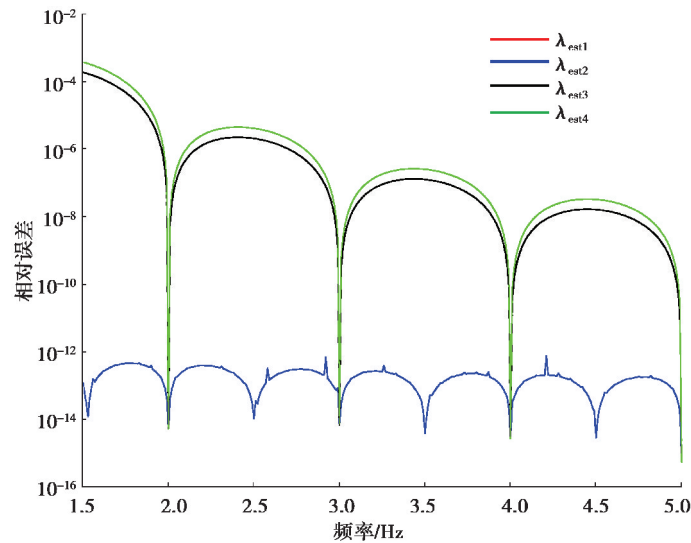


图 1 随频率变化的相对误差
Fig. 1 Relative error with frequency

从上图可看出, 与文献[15]中的结果不同, 此处效果最好的是几何平均值, 其误差最大不超过 10^{-12} ; 且值得特别注意的是被测频率处于 $k + 0.5$ 时频谱泄露最大, 而基于几何平均值算法却能够将误差降低到与整周期采用时的同一水平。进一步对比不同时间窗函数下的校正精度, 分别取 $H = 3$ 和 $H = 4$ (窗函数对应参数如表 1 所示), 得到对应频率的校正相对误差结果如图 2 所示。

表 1 最大旁瓣衰减窗系数

Table 1 The coefficients of maximum sidelobe decay window

H	a_0	a_1	a_2	a_3
3	3/8	4/8	1/8	
4	10/32	15/32	6/32	1/32

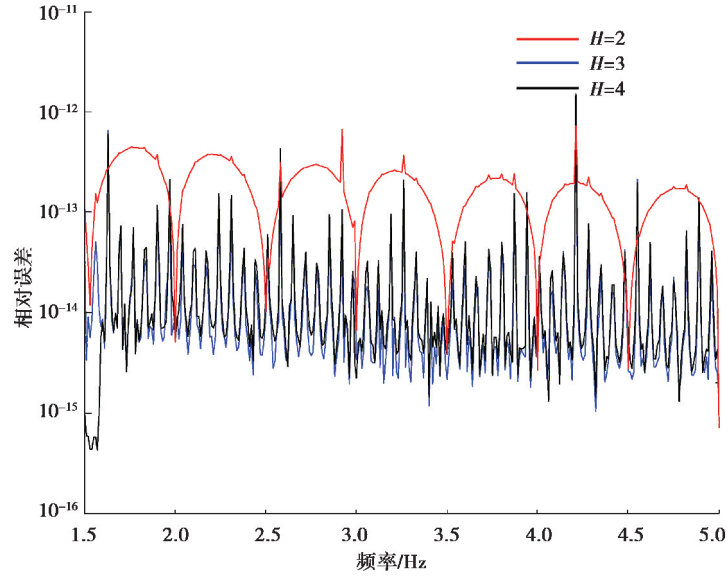


图 2 不同时间窗下误差对比

Fig. 2 Error comparison under different windows

上图进一步说明了改进三谱线 DFT 插值算法在不同窗函数下的可适应性,且高阶窗函数更快速的旁瓣衰减性能使得在 Hanning 窗下的局部峰值误差得到进一步降低,其最大误差基本不超过 10^{-13} 。

2.2 幅值和相位校正

为求得幅值和相位,利用三角变换将式(6)的局部峰值谱线频谱改写为:

$$\begin{cases} S_{re}(k_{in}) = \frac{A_{in}}{2} \cos(\theta_{in}) \cos(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| + |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|) - \\ \quad \frac{A_{in}}{2} \sin(\theta_{in}) \sin(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| + |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|); \\ S_{im}(k_{in}) = \frac{A_{in}}{2} \sin(\theta_{in}) \cos(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| - |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|) + \\ \quad \frac{A_{in}}{2} \cos(\theta_{in}) \sin(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| - |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|). \end{cases} \quad (14)$$

令 $\frac{A_{in}}{2} \cos(\theta_{in}) = x$, $\frac{A_{in}}{2} \sin(\theta_{in}) = y$, 以矩阵形式将上式改写为:

$$\begin{bmatrix} b_1 - b_2 \\ b_3 \quad b_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{re}(k_{in}) \\ S_{im}(k_{in}) \end{bmatrix}. \quad (15)$$

其中系数矩阵对应的参数分别为:

$$\begin{cases} b_1 = \cos(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| + |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|); \\ b_2 = \sin(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| + |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|); \\ b_3 = \sin(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| - |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|); \\ b_4 = \cos(\pi\delta) (|\widehat{W}(-\delta)| - |\widehat{W}(2k_{in} + \delta)|). \end{cases} \quad (16)$$

采用最小二乘法可求解得到式(15)中的 x 和 y , 即:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} b_1 - b_2 \\ b_3 \quad b_4 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} b_1 - b_2 \\ b_3 \quad b_4 \end{bmatrix} \right\}^{-1} \begin{bmatrix} b_1 - b_2 \\ b_3 \quad b_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{re}(k_{in}) \\ S_{im}(k_{in}) \end{bmatrix}. \quad (17)$$

进而得到幅值和相位的校正估计,分别为:

$$A_{in} = 2\sqrt{x^2 + y^2}, \theta_{in} = \arctan \frac{y}{x}. \quad (18)$$

值得注意的是:1)若求解频率偏移分量,式(16)中窗函数频谱应采用准确的理论表达式,而非式(3)中的近似表达式;2)在考虑白噪声的谱干扰情况下,若需要提高最小二乘法精度,可采用多谱线构成上述类似方程组进行求解,即扩展对应式(15)中左右参数矩阵。

3 仿真分析

为验证算法对间谐波的检测性能,且考虑实际工况运行下噪声干扰,采用 3 个数字仿真进行分析。第 1 个为不同信噪比情况下的单频间谐波参数检测,第 2 和第 3 个将提出的改进方法与 IEC 及 IEEE 标准方法进行比对。

3.1 噪声对单一低频间谐波检测算法的性能影响

为评估算法对噪声的敏感度,测试存在白噪声情况下信号频率估计的准确度,以确定该方法相对于 Cramer-Rao 下界(f_{CRB})的统计特性。首先通过经验均方根误差(empirical root mean square error,用 e_{RMSE} 表示)确定估计方差,其定义为:

$$e_{RMSE}(v) = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\hat{v} - v)^2}. \quad (19)$$

式中: \hat{v} 和 v 分别为估计值和真实值,此处对应频率、幅值及相位; K 为随机噪声下最大仿真次数,设置为 10^6 ;采样点数设置为 1 024;采样频率为 1 024 Hz;相位及频率变化步长均与图 1 保持一致,窗函数为 2 阶 Hanning 窗。则信噪比分别在 80, 50, 20 dB 时的频率估计最大 e_{RMSE} 如图 3 所示。

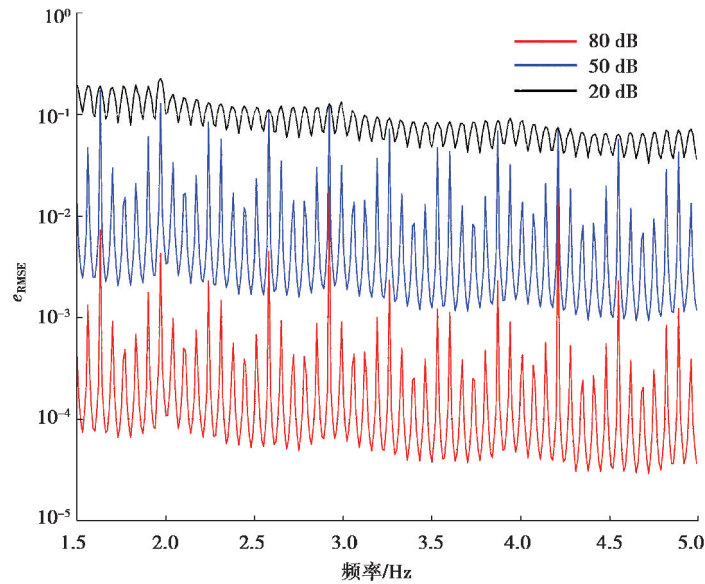


图 3 不同信噪比下的频率估计 e_{RMSE}

Fig. 3 Frequency estimation e_{RMSE} at different signal to noise ratios

进一步根据采样频率及信噪比 R_{SNR} 得到频率估计的 Cramer-Rao 下界^[17]:

$$f_{CRB}(\hat{v}) = \frac{3f_s^2}{\pi^2 R_{SNR} (N^3 - N)} \quad (20)$$

此处测试信噪比以步长 5 dB 在 20~80 dB 间逐渐变化,相位随机变化区间为 $[0, \pi)$,被测频率分别在 1.5, 2.5, 3.5, 4.5 Hz 时的 e_{RMSE} 与 f_{CRB} 如图 4 所示。

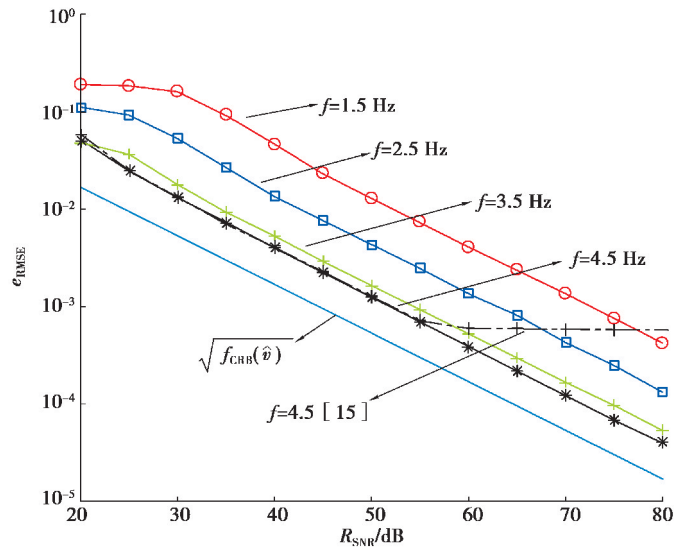


图 4 算法抗噪统计特性

Fig. 4 Anti-noise statistical characteristics of the algorithm

从图 3 看出,算法在低信噪比下依然能够稳定运行,且随着信噪比逐渐升高,负频率频谱泄露分量成为干扰的主要分量,因而算法的负频谱泄露抑制原理使得校正准确度逐步提升;而图 4 进一步表明,随着被测频率逐渐增大,在其旁瓣泄露($f=(k+0.5)\Delta f$)最大情形下依然能够逐渐逼近 f_{CRB} ,即算法对噪声抑制具有一致性。作为对比,图 4 中黑色虚线表示的为文献[15]算法的 e_{RMSE} ,明显在信噪比大于 55 dB 时(此时干扰的主要分量为负频率频谱泄露分量)变得相对平坦,揭示对负频率频谱泄露分量的抑制性能已无明显提升。通过上述仿真表明,改进算法在噪声条件下比其原始算法更具鲁棒性。

3.2 与 IEC 间谐波检测比较

IEC 61000 以 10 个工频周波作为间谐波测量的信号截断长度,频率分辨率为 5 Hz,其对应测量误差限为 $\pm 5\%$ ^[10],间谐波计算公式分为基波同步和非同步,分别为:

$$\begin{cases} Y_{\text{ig}}^2 = \sum_{k=1}^{N-1} Y_{C, (N \times m) + k}^2; \\ Y_{\text{isg}}^2 = \sum_{k=2}^{N-2} Y_{C, (N \times m) + k}^2. \end{cases} \quad (21)$$

式中: N 为截断周期, m 为谐波次数, Y_C 为对应谱线的有效值, Y_{ig} 和 Y_{isg} 为间谐波谱线“群”及“子群”对应的有效值。

设置低频间谐波的归一化频率在 $[1.5, 8.0]\Delta f$ 范围内以步长 $0.01\Delta f$ 逐渐变化,相位随机变化区间为 $[0, \pi)$,则在 60 dB 信噪比下 IEC 算法与本研究中改进算法的间谐波幅值检测相对误差如图 5 所示。图中的相对误差取相位变化范围内的误差最大值,此处仅进行单次随机噪声下的性能比较。

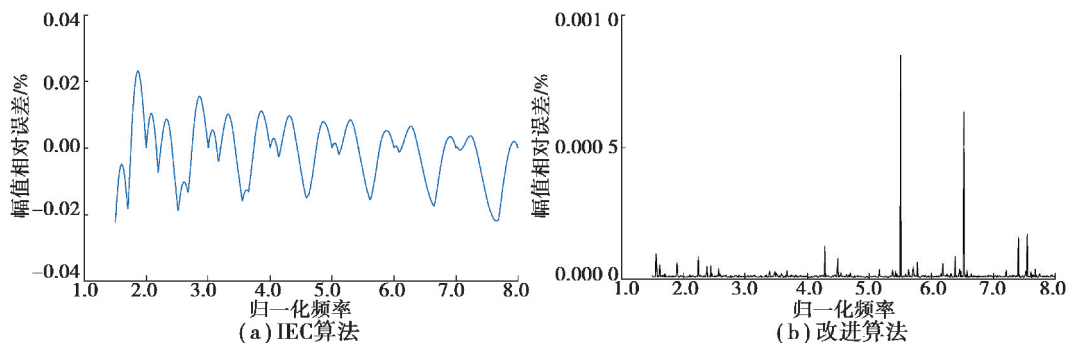


图 5 60 dB 下幅值相对估计误差

Fig. 5 Relative error of amplitude estimation at 60 dB

IEC 谱线群算法在被测间谐波频率变化时误差波动较大;而我们的算法的误差基本稳定在 0.001 0% 以下。出现的局部极大值误差是单次噪声的随机性造成的;此处幅值校正估计误差明显由频率校正精度确定,因而若提高信噪比,则幅值相对误差将进一步提高。

3.3 与 IEEE 三参量拟合比较

IEC 61000 给出的间谐波检测公式(21)仅能给出幅值信息;而对于相位检测,此处以 IEEE 1057 三参量拟合算法作为本研究的算法相位校正的参考。假设间谐波频率已知,则 IEEE 1057 采用最小二乘拟合方式得到幅值及相位估计,即:

$$\begin{bmatrix} A_{\cos} \\ A_{\sin} \end{bmatrix} = [(\mathfrak{S}^T \mathfrak{S})^{-1} \mathfrak{S}] \begin{bmatrix} s(0) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

式中:系数矩阵 \mathfrak{S} 的基本量由 $\cos(2\pi\hat{f}n/N)$ 及 $\sin(2\pi\hat{f}n/N)$ 构成,如式(23)所示。

$$\mathfrak{S} = \begin{bmatrix} \left[\begin{array}{cc} \cos\left(\frac{2\pi\hat{f}}{N}0\right) & \sin\left(\frac{2\pi\hat{f}}{N}0\right) \\ \vdots & \vdots \\ \cos\left(\frac{2\pi\hat{f}}{N}(N-1)\right) & \sin\left(\frac{2\pi\hat{f}}{N}(N-1)\right) \end{array} \right] \end{bmatrix}. \quad (23)$$

对比式(22)和(15),IEEE 1057 需要解析的方程为 $\vec{\Psi}_{N \times 2} \vec{A}_{2 \times 1} = \vec{b}_{N \times 1}$,而采用本研究的频域拟合方式则只需要解析 $\vec{\Psi}_{2 \times 2} \vec{A}_{2 \times 1} = \vec{b}_{2 \times 1}$,明显大大降低了解析过程中求伪逆矩阵的计算量。此处仍以 3.2 节中的信号作为被测信号,相位固定在 $\pi/7$,采用 IEEE 及本研究的改进算法进行相位校正估计,结果如图 6 所示。

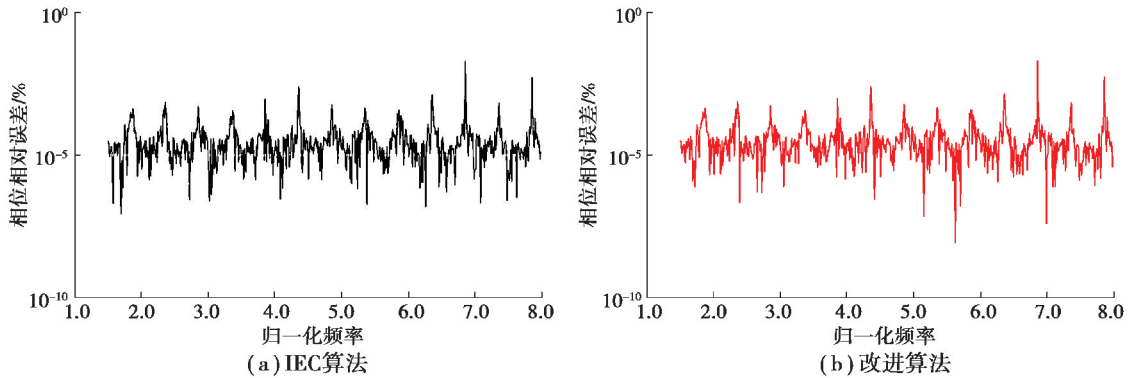


图 6 60 dB 下相位相对估计误差

Fig. 6 Relative error of phase estimation at 60 dB

从上图看出,本研究的改进算法在采用三离散谱线拟合的情况下,仍能够达到与 IEEE 采用 N 点拟合同样的精度。

3.4 与实验结果比较

为测试算法在实际电力信号检测中的性能,此处采用 0.02 级三相交流电压表检定输出高精度电压功率信号,其频率以步长 0.1 Hz 依次设定为 34.1~34.5 Hz,幅值有效值为 5 V。利用采样频率高达 100 kHz 的 IOtech 进行离散信号采样。为验证算法性能,凸显算法对快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)后负频率泄漏分量干扰抑制能力,随机截取其中 5 000 采样点数据,如图 7(a)所示。采用改进算法分别进行 1 000 次独立频率估计,根据式(19)得到各频率点下平均误差如图 7(b)所示。从结果可以看出,实测信号下算法频率估计结果统计误差在 0.000 3% 以下,与前述理论仿真及统计结果一致。

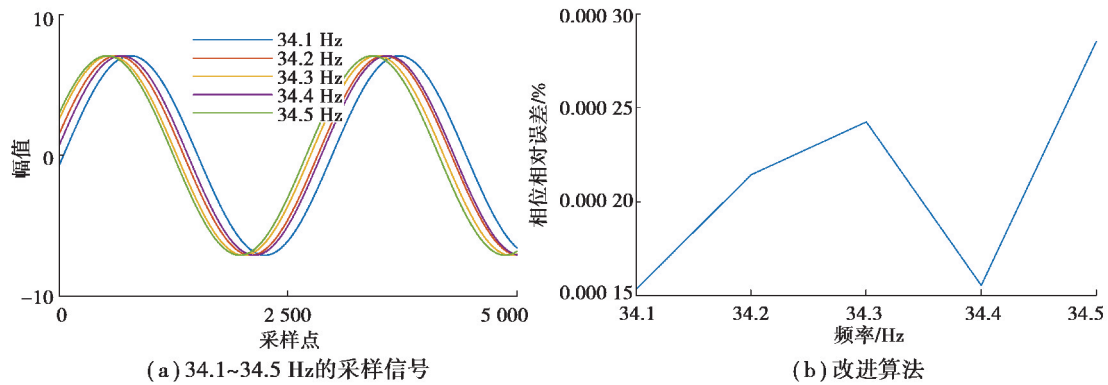


图 7 实验信号及分析结果

Fig. 7 Experimental signal and analysis results

4 结 论

1) 以信号加窗的 DFT 频谱分解为出发点,从谱线构成上剖析了负频率频谱泄露对插值校正的影响,进而在最大旁瓣衰减窗的频谱特性下,提出了抑制负频率频谱干扰的改进三谱线插值 DFT 算法,该算法适用于任意阶的最大旁瓣衰减窗。

2) 针对噪声干扰对谱线插值精度的影响,改进算法较原始算法在一定信噪比范围内精度有明显提升,进而可有效提高频率校正的精度,为后续幅值和相位估计校正奠定基础。

3) 将改进插值算法用于低频间谐波检测,并与 IEC 间谐波检测方法的幅值精度、IEEE 三参量拟合算法的相位精度比较,结果显示改进算法的幅值精度较 IEC 算法有大幅度提升,相位精度与 IEEE 三参量拟合算法基本一致,但计算速度明显提升,因此具有很高的实际工程应用价值。

参考文献:

- [1] 刘亚栋, 杨洪耕, 陈丽, 等. 非稳态谐波和间谐波检测的新方法[J]. 电网技术, 2012, 36(1): 170-175.
LIU Yadong, YANG Honggeng, CHEN Li, et al. A new method to detect non-stationary harmonics and interharmonics[J]. Power System Technology, 2012, 36(1): 170-175. (in Chinese)
- [2] Langella R, Testa A. Amplitude and phase modulation effects of waveform distortion in power systems[J]. Electrical Power Quality and Utilization Journal, 2007, 8(1): 25-32.
- [3] International Electrotechnical Commission. General guide on harmonics and interharmonics measurements for power supply systems and equipment connected thereto; IEC61000-4-7 [S]. Geneva: International Electrotechnical Commission, 2009.
- [4] Li Y F, Chen K F. Eliminating the picket fence effect of the fast Fourier transform[J]. Computer Physics Communications, 2008, 178(7): 486-491.
- [5] 毛育文, 涂亚庆, 张海涛, 等. 计及负频率影响的频谱分析方法及研究进展[J]. 电测与仪表, 2011, 48(5): 27-32.
MAO Yuwen, TU Yaqing, ZHANG Haitao, et al. Advances and trends in spectrum analysis methodology with negative frequency contribution[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2011, 48(5): 27-32. (in Chinese)
- [6] 陈奎孚, 张森文, 郭幸福. 消除负频率影响的频谱校正[J]. 机械强度, 2004, 26(1): 25-28.
CHEN Kuifu, ZHANG Senwen, GUO Xingfu. Spectrum rectifying with negative frequency contribution eliminating[J]. Journal of Mechanical Strength, 2004, 26(1): 25-28. (in Chinese)
- [7] Belega D, Petri D, Dallet D. Frequency estimation of a sinusoidal signal via a three-point interpolated DFT method with high image component interference rejection capability[J]. Digital Signal Processing, 2014, 24: 162-169.
- [8] Belega D, Petri D, Dallet D. Accurate amplitude and phase estimation of noisy sine-waves via two-point interpolated DTFT algorithms[J]. Measurement, 2018, 127: 89-97.
- [9] Diao R P, Meng Q F. Frequency estimation by iterative interpolation based on leakage compensation[J]. Measurement, 2015, 59: 44-50.
- [10] 王泽, 杨洪耕, 王佳兴, 等. 消除负频率影响的低频间谐波快速检测方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(3): 140-145, 156.

- WANG Ze, YANG Honggeng, WANG Jiaying, et al. Rapid low-frequency interharmonic detection with negative-frequency elimination[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(3): 140-145, 156. (in Chinese)
- [11] 李醒飞, 李立, 寇科, 等. 全相位 FFT 时移相位差频谱校正分析及改进[J]. 天津大学学报(自然科学与工程技术版), 2016, 49(12): 1290-1295.
- LI Xingfei, LI Li, KOU Ke, et al. Analysis and improvement of time-shift phase difference spectral correction based on all-phase FFT[J]. Journal of Tianjin University (Science and Technology), 2016, 49(12): 1290-1295. (in Chinese)
- [12] Chen K F, Cao X, Li Y F. Sine wave fitting to short records initialized with the frequency retrieved from Hanning windowed FFT spectrum[J]. Measurement, 2009, 42(1): 127-135.
- [13] Borkowski J, Kania D, Mroczka J. Interpolated-DFT-based fast and accurate frequency estimation for the control of power[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 7026-7034.
- [14] Wang Y, Wei W, Xiang J. Multipoint interpolated DFT for sine waves in short records with DC components[J]. Signal Processing, 2017, 131: 161-170.
- [15] Luo J F, Hou S C, Li X Y, et al. Generalization of interpolation DFT algorithms and frequency estimators with high image component interference rejection[J/OL]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2016, 2016: 30 (2016-03-05) [2019-07-25]. <https://link.springer.xilesou.top/content/pdf/10.1186%2Fs13634-016-0330-6.pdf>. DOI: 10.1186/s13634-016-0330-6.
- [16] Zhou W, Gan L Q, Xiao H, et al. Frequency estimators with high resistance to interference from image frequency components[J]. Journal of Algorithms & Computational Technology, 2018, 12(2): 147-158.
- [17] Handel P. Properties of the IEEE-STD-1057 four-parameter sine wave fit algorithm [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2000, 49(6): 1189-1193.

(编辑 罗 敏)

(上接第 49 页)

- [9] 李武华, 徐驰, 禹红斌, 等. 直流微网系统中混合储能分频协调控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(14): 84-92.
- LI Wuhua, XU Chi, YU Hongbin, et al. Frequency dividing coordinated control strategy for hybrid energy storage system of DC micro-grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(14): 84-92. (in Chinese)
- [10] 侯世英, 余海威, 李琦, 等. 微电网孤岛运行混合储能自适应控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(17): 15-21.
- HOU Shiying, YU Haiwei, LI Qi, et al. Adaptive control strategy of hybrid energy storage in microgrid islanded operation state[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(17): 15-21. (in Chinese)
- [11] 余海威. 微电网孤岛运行混合储能系统控制策略研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2018.
- YU Haiwei. Research on control strategy of hybrid energy storage system in microgrid islanded operation state[D]. Chongqing: Chongqing University, 2018. (in Chinese)
- [12] 桑丙玉, 陶以彬, 郑高, 等. 超级电容_蓄电池混合储能拓扑结构和控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(2): 1-6.
- SANG Bingyu, TAO Yibin, ZHENG Gao, et al. Research on topology and control strategy of the super-capacitor and battery hybrid energy storage[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(2): 1-6. (in Chinese)
- [13] Kuperman A, Aharon I, Malki S, et al. Design of a semiactive battery-ultracapacitor hybrid energy source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 806-815.
- [14] 张方华, 朱成花, 严仰光, 等. 双向 DC-DC 变换器的控制模型[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 46-49.
- ZHANG Fanghua, ZHU Chenghua, YAN Yangguang, et al. The controlled model of bi-directional DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 46-49. (in Chinese)
- [15] 张国驹, 唐西胜, 周龙, 等. 基于互补 PWM 控制的 Buck/Boost 双向变换器在超级电容器储能中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 15-21.
- ZHANG Guojun, TANG Xisheng, ZHOU Long, et al. Research on complementary PWM controlled buck/boost bi-directional converter in supercapacitor energy storage[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 15-21. (in Chinese)
- [16] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 5 版. 北京: 科学出版社, 2007: 226.
- HU Shousong. Principles of automatic control [M]. 5th ed. Beijing: Science Press, 2007: 226. (in Chinese)

(编辑 罗 敏)