

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.220221

一种基于准均匀采样的电力谐波分析方法

陈砚圃¹, 杨一鸣¹, 解云虹², 丁海洋²

(1. 西京学院计算机学院, 陕西 西安 710123; 2. 国防科技大学信息通信学院试验训练基地, 陕西 西安 710106)

摘要: 针对电力谐波的准同步加窗分析法存在所用信号周期多、计算复杂和谐波泄漏分布不均匀等问题, 基于准均匀采样提出了一种仅需1个信号周期特别适于单片机快速、准确实现的电力谐波分析方法。准均匀采样的时间离散误差随连续采样而积累, 在1个信号周期内取2的整数次幂个同步采样点, 直接采用FFT算法即可实现谐波分析。基于信号的基波近似, 并假设信号采样时的时间离散误差和幅值量化误差均服从均匀分布, 对采用准均匀采样的电力谐波估计误差进行了分析。给出了基于准均匀采样电力谐波分析的算法和具体实现流程, 流程中通过长整型变量对采样时间进行精确控制, 算法简单高效。最后对准均匀采样谐波分析算法进行了仿真, 结果表明基于通用单片机即可实现电力谐波快速、准确分析。

关键词: 电力谐波分析; 准均匀采样; 准同步采样; 频谱泄漏; 单片机

A power harmonic analysis method using quasi-uniform sampling

CHEN Yanpu¹, YANG Yiming¹, XIE Yunhong², DING Haiyang²

(1. School of Computer Science, Xijing University, Xi'an 710123, China;

2. Information and Communications Institute, National University of Defense Technology, Xi'an 710106, China)

Abstract: There are problems of sampling in multiple signal periods, with high complexity and uneven harmonic leakage distribution in the quasi-synchronous windowing analysis method of the power harmonic. Thus a fast and accurate power harmonic analysis method suitable for MCU is proposed using quasi-uniform sampling. The time discrete error of quasi-uniform sampling does not accumulate with continuous sampling, so two integer power synchronous sampling points can be obtained in one signal cycle, and harmonic analysis can be realized directly with the help of a FFT algorithm. Based on the fundamental component approximation of the signal and assuming that the time discrete and amplitude quantization errors of signal sampling obey a uniform distribution, the power harmonic estimation error using quasi-uniform sampling is analyzed. The algorithm and specific implementation process of power harmonic analysis are given. In the process, the sampling time is accurately controlled by long integer variables, and the algorithm is simple and efficient. Finally, the quasi-uniform sampling harmonic analysis algorithm is simulated. The results show that fast and accurate power harmonic analysis can be realized based on a general purpose MCU.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61871387).

Key words: harmonic analysis; quasi-uniform sampling; quasi-synchronization; spectral leakage; MCU

0 引言

近年来, 大量固态开关器件在电力设备中的广泛应用导致电网的谐波污染日趋严重, 另一方面, 随着泛在电力物联网的全面建设, 对电网谐波动态监测终端的需求日益剧增, 急需能够对电力谐波进行实时、准确测量的有效嵌入式解决方案。

理论上只要对电力信号进行整周期截断和均匀、同步采样, 利用离散傅里叶变换(DFT)即可实现电力谐波的无误差分析^[1-3]。但电网工作频率存在小幅波动, 且采样间隔又只能取单片机定时时钟周期的整数倍, 实际中难以做到信号的整周期截断和均匀、同步采样。基于数字采样的电力谐波分析主要有同步采样^[4]、双速率采样^[5]、准同步采样^[6]、窗函数加权^[7]和频谱补偿^[8]等多种方法。同步采样法通过引入锁相环倍频电路可实现采样与电力信号的

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61871387)

同步,但当信号波动或受到干扰时锁相环会出现失锁现象。双速率采样法通过动态调整两个不同的采样间隔与采样点数可消除采样间隔的积累误差,但无法直接借助FFT算法实现快速计算。准同步采样法结合信号加窗^[9-17]可有效抑制谐波间的泄漏干扰,但需借助多个信号周期进行分析,降低了实时性。频谱补偿法先精确测得信号频率^[9,18-19],再通过谱线插值^[20-23]对栅栏效应带来的谐波误差进行补偿,但计算较为复杂。

针对现有方法存在的实时性差、计算复杂和谐波泄漏分布不均匀等问题,受直接数字频率合成(DDS)原理的启发,提出一种基于准均匀采样的电力谐波分析方法。该方法能够使采样过程与信号周期同步,并且1个周期内的采样点数可固定在2的整数次幂,实时性好且计算快。

受定时时钟周期的影响,实际的采样时间与均匀采样时间之间存在偏差,准均匀采样不是严格的均匀采样,谐波分析存在误差。但随着技术的发展,单片机的时钟频率已显著提高,定时时钟周期对谐波分析的影响也随之减小。

1 采用准均匀采样的谐波分析

将周期为 T_r 、最高谐波次数为 M 的交流电压或电流信号 $g(t)$ 展开为

$$g(t) = G_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^M G_k \cos(2\pi k f_r t + \phi_k) \quad (1)$$

式中: f_r 为基波频率; G_0 为直流分量(一般为0); G_k 、 ϕ_k 分别为第 k 次谐波的幅度(有效值)和初相位。若以时间间隔 $t_s = T_r / N$ 对连续信号进行均匀采样,1个信号周期内 N 个采样点组成的采样序列为

$$\begin{cases} g[n] = g(t_n) = g(nt_s) = \\ G_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^M G_k \cos(2\pi kn / N + \phi_k) \\ n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2)$$

式中, $t_n = nt_s$ 为第 n 次采样的时间。

由DFT的定义,给出复谐波系数

$$\begin{cases} \mathbf{G}[k] = \frac{\sqrt{2}}{N} \text{DFT} \{g[n]\} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g[n] e^{-j2\pi kn / N} \\ k = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (3)$$

当 $N > 2M$ 时,满足奈奎斯特采样定理,则第 k 次谐波的幅度和相位分别为

$$\begin{cases} G_k = |\mathbf{G}[k]| \\ \phi_k = \arg(\mathbf{G}[k]) \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

但在单片机系统中,信号的采样时间只能为定时时钟周期 t_c 的整数倍,通常不等于 nT_r / N 。为了使实际采样尽可能接近采样间隔为 T_r / N 的均匀采样且第 n 次采样的时间 t_{dn} 最接近 nT_r / N , t_{dn} 取为

$$t_{dn} = t_c \text{round} \left(\frac{nT_r}{Nt_c} \right) \quad (5)$$

式中: $\text{round}(\cdot)$ 为四舍五入取整; t_{dn} 相对 t_n 的偏差在 $\pm t_c / 2$ 之内。实际的离散采样序列为

$$g_d[n] = g(t_{dn}) = G_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^M G_k \cos[2\pi k f_r t_{dn} + \phi_k] \quad (6)$$

显然实际采样不再是严格的均匀采样,一般 $g_d[n] \neq g[n]$,用 $g_d[n]$ 替代 $g[n]$ 后由式(3)和式(4)只能得到谐波分析的近似结果。其实只要信号周期 T_r 足够精确,采样时间的离散误差就不会随采样的进行而积累,故这种采样称为准均匀采样。

2 误差分析

对基于准均匀采样的谐波分析,采样时间的离散和幅值的量化均会引入谐波分析误差。以式(5)给出的采样时间 t_{dn} 对信号进行采样,得到信号的准均匀采样时间序列为

$$g_s[n] = g[n] + d[n] + s[n] \quad (7)$$

式中, $d[n]$ 和 $s[n]$ 分别对应于准均匀采样的时间离散误差序列和幅值量化误差序列。

通常采样的时间离散误差远小于采样间隔,因而可对时间离散误差序列 $d[n]$ 进行一阶近似:

$$d[n] \approx g'(t_n)(t_{dn} - t_n) = 2\pi\sqrt{2}(t_n - t_{dn})f_r \sum_{k=1}^M k G_k \sin(2\pi kn / N + \phi_k) \quad (8)$$

基波通常是电力信号的主要成分,忽略其他谐波对误差的作用,则时间离散误差序列可进一步近似为

$$d[n] \approx 2\pi\sqrt{2}(t_n - t_{dn})f_r G_1 \sin(2\pi n / N + \phi_1) \quad (9)$$

对式(7)做DFT,得

$$\mathbf{G}_i[k] = \mathbf{G}[k] + \mathbf{D}_d[k] + \mathbf{D}_s[k] \quad (10)$$

其中时间离散误差序列的复谐波系数 $\mathbf{D}_d[k]$ 为

$$\begin{cases} \mathbf{D}_d[k] = \frac{\sqrt{2}}{N} \text{DFT} \{d[n]\} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d[n] e^{-j2\pi kn / N} \\ k = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (11)$$

设 $(t_{dn} - t_n)$ 为相互独立且服从均值为0、最大偏差为 $\pm t_c/2$ 的均匀分布, 则 $D_d[k]$ 为近似服从均值为0的正态分布。对信号进行基波近似, 可导出 $D_d[k]$ 的标准差近似为

$$\sigma_D \approx \frac{2.56}{\sqrt{N}} f_r t_c G_1 \quad (12)$$

式(12)给出的标准差用于表示时间离散引起的谐波分析误差。定时时钟周期越小、采样点数越多, 谐波分析的误差就越小。另外式(12)与谐波次数无关, 说明时间离散引起的误差在各次谐波上呈均匀分布, 有利于小幅谐波的有效分析。

式(10)中幅值量化误差序列对应的复谐波系数 $D_s[k]$ 为

$$\begin{cases} D_s[k] = \frac{\sqrt{2}}{N} DFT\{s[n]\} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s[n] e^{-j2\pi kn/N} \\ k = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (13)$$

设幅值量化的结果为 q 位的二进制数, 交流电最大可测有效值为其额定有效值的120%。进一步对信号做基波近似, 并以 G_r 表示交流电有效值的额定值, 则信号幅值量化的步长为 $3.4 \times 2^{-q} G_r$ 。设采样序列的幅值量化误差在 $\pm 1.7 \times 2^{-q} G_r$ 之内服从均匀分布, 则 $D_s[k]$ 近似服从均值为0的正态分布, 可导出 $D_s[k]$ 的标准差近似为

$$\sigma_s \approx \frac{1.38}{\sqrt{N} 2^q} G_1 \quad (14)$$

式(14)给出的标准差用于表示幅值量化引起的谐波分析误差。量化结果的有效位数越长、采样点数越多, 谐波分析的误差越小。类似于时间离散, 幅值量化对应的谐波误差在各次谐波上也呈均匀分布。

实际的采样过程中, 时间离散与幅值量化并存, 误差序列的复谐波系数为 $D[k] = D_d[k] + D_s[k]$ 。由于时间离散与幅值量化相互独立, 故综合标准差为

$$\sigma = \sqrt{\sigma_D^2 + \sigma_s^2} \approx \frac{G_1}{\sqrt{N} G_k} \sqrt{6.55 f_r^2 t_c^2 + \frac{1.9}{2^{2q}}} \quad (15)$$

第 k 次谐波相位的平均误差为

$$\Delta\phi_k \approx \frac{0.8 G_1}{\sqrt{N} G_k} \sqrt{6.55 f_r^2 t_c^2 + \frac{1.9}{2^{2q}}} \quad (16)$$

式(15)、式(16)给出的谐波分析综合误差公式由采样过程的时间离散和幅值量化联合决定, 实际中需均衡考虑。如取 $f_r = 50$ Hz、 $N = 128$ 、 $t_c = 10$ μ s、 $q = 10$ 时, σ_D 和 σ_s 的值均约为 $10^{-4} G_1$ 。在单片机选型时, 若要进一步提高谐波的分析精度, 在减小定时时钟周期 t_c 的同时还需提高幅值的量化精度。

虽然增加采样点数能够减小谐波分析误差, 但考虑到单片机的内存有限, 采样点数在满足采样定理的基础上不宜过大。

3 准均匀采样谐波分析算法

为了使各离散采样时间尽可能满足均匀、同步采样的要求, 采用长整型数表示采样间隔 t_s 并用于对采样时间的递增控制, 以使经过 N 次采样后时间的积累误差几乎可以忽略不计。对采样时间的控制由单片机的定时器完成, 定时计数器常用的自动重装加1、自动重装减1以及连续加1等工作模式均可用于对采样时间的控制。定时器的计数器 C_{cnt} 有 m_{cnt} 个二进制位, 其定时时钟周期为 t_c 。这里采用连续加1工作模式, 当工作计数器 C_{cnt} 连续增加到预设的计数值时会自动触发一次采样中断申请。为了方便, 引入以下几个整型变量: C_{sum} 为 m_{sum} 个二进制位的时间计数累加和, 记录采样的精确时间; C_{add} 为更新 C_{sum} 的累加增量; C_{ov} 为预设的采样触发计数值, 对应下一次采样的触发时间。

每次触发采样时, 用于更新时间计数累加和的累加增量为

$$C_{add} = \text{int}\left(2^{m_f} \frac{T_r}{N t_c}\right) \quad (17)$$

式中, $\text{int}(\cdot)$ 为取整函数。 C_{add} 的值为 t_s/t_c 放大取整后的结果, 低 m_f 位对应 t_s/t_c 的小数部分。只要 m_f 选的足够大, 由 C_{add} 累加得到的 C_{sum} 就足够精确。预设的采样触发计数值 C_{ov} 取自 C_{sum} 的高 m_{cnt} 位, 用于和工作计数器 C_{cnt} 的动态值进行比较以触发采样中断。虽然每次采样时间的偏差均在 $\pm t_c/2$ 之内, 但连续 N 次采样后不会产生时间积累误差, 保证了采样过程与信号周期的同步。

综上所述, 基于准均匀采样的谐波分析算法的流程如下:

① 累加计数初始化:

$C_{cnt}=0$;

$C_{acc}=0$;

$C_{add}=\text{int}((2^{m_f}) * T_r / (N * t_c))$;

② 启动一次采样;

③ 预设下一次采样触发计数值:

$C_{acc}=C_{acc}+C_{add}$;

$C_{ov}=\text{round}(C_{acc} / (2^{(m_{sum}-m_{cnt})}))$;

④ 等待本次采样结束, 并保存采样数据;

⑤ 等待预设定时时间到($C_{cnt}=C_{ov}$);

⑥ 若尚未完成 N 次采样, 转②;

⑦ 对 N 个采样数据做FFT, 完成一次谐波计算。

单片机内部定时器的工作计数器多为 16 位 ($m_{cnt}=16$) 计数器, 若 C_{add} 和 C_{sum} 均取 32 位 ($m_{sum}=32$), 再令 $m_f=16$, 则 C_{add} 给出的采样间隔大约可以精确到 $1.5 \times 10^{-5} t_c$ 的量级, 由此引起的 N 次连续采样的时间积累误差可以忽略。准均匀采样分析算法中用于控制采样时间的变量均为整型变量, 其计算简单、高效。另外算法对每周期的采样点数 N 也没有特殊限制, 应用中取 2 的整数次幂, 以便利用 FFT 实现快速计算。

4 仿真分析

仿真实验中的被测信号为基波频率 $f_r=49\sim 51$ Hz 的交流电压信号, 含有 5 个不为 0 的谐波分量, 最高谐波次数为 49, 基波和各次谐波的幅度和相位如表 1 所示。其中各次谐波(含基波)的幅度用有效值表示, 被测信号的总有效值为 100.13 V。仿真中基波频率以 0.01 Hz 的步长在 49~51 Hz 内变化, 共有 201 个基频测试点, 每次谐波分析的信号起始点随机给出。每周期中的采样点数 $N=128$, 可以有效测出 64 次谐波以内各次谐波的幅度和相位。时间计数累加和 C_{sum} 、累加增量 C_{add} 均为 32 位的二进制整数, 工作计数器 C_{cnt} 和采样触发计数值 C_{ov} 均为 16 位的寄存器。

表 1 实验信号的参数

Table 1 Parameters of experimental signal

谐波次数	1	2	3	5	25	49
幅度/V	100	0.1	5	1	0.1	0.1
相位/(°)	28	147	-59	37	-84	-40

仿真中, 定时时钟周期 t_c 分别取 $10 \mu\text{s}$ 、 $1 \mu\text{s}$ 、 $0.1 \mu\text{s}$ 和 $0.01 \mu\text{s}$, 由式(12)可以给出相应的谐波幅度分析的标准差分别为 11 mV、1.1 mV、0.11 mV 和 0.011 mV; 采样时幅值量化的位数 q 分别取 10、12、14 和 16, 由式(14)可以得出相应的谐波幅度分析的标准差分别为 12 mV、3.0 mV、0.74 mV 和 0.19 mV。

表 2 和表 3 给出的是定时时钟周期 t_c 分别取 $10 \mu\text{s}$ 、 $1 \mu\text{s}$ 、 $0.1 \mu\text{s}$ 和 $0.01 \mu\text{s}$, 不计入采样量化误差时各次谐波幅度估计的标准差和相位估计的平均误差。从表 2 的结果可以看出: 时间的准均匀离散给各次谐波幅度估计带来的误差基本一致, 且与式(12)的计算值非常吻合; 随着 t_c 的减小, 各次谐波幅度的误差成比例减小, 即使当 $t_c=10 \mu\text{s}$ 时该误差也仅为 10 mV 的量级。由表 3 的数据可知: 信号谐波的幅度越小, 相位估计误差就越大; 随着 t_c 的减小, 相位估计误差成比例减小, 即使当 $t_c=10 \mu\text{s}$ 时对幅度仅为 0.1 V 的谐波仍能给出 5° 量级的分析结果。

表 2 不同定时时钟周期对应的幅度标准差

Table 2 Amplitude standard deviations of different timing clock periods

谐波次数	定时时钟周期 $t_c/\mu\text{s}$				mV
	10	1	0.1	0.01	
1	12.42	1.126	0.118	0.012	0.012
2	12.05	1.103	0.116	0.012	0.012
3	12.46	1.146	0.115	0.012	0.012
5	12.33	1.185	0.115	0.011	0.011
25	11.69	1.117	0.118	0.011	0.011
49	10.74	1.177	0.114	0.012	0.012

表 3 不同定时时钟周期对应的相位平均误差

Table 3 Phase average errors of different timing clock periods (°)

谐波次数	定时时钟周期 $t_c/\mu\text{s}$			
	10	1	0.1	0.01
1	0.006	0.000	0.000	0.000
2	6.080	0.554	0.058	0.006
3	0.127	0.011	0.001	0.000
5	0.614	0.059	0.005	0.001
25	5.901	0.567	0.060	0.006
49	5.505	0.589	0.059	0.006

实际上, 目前单片机的系统时钟频率普遍在十至上百 MHz, 定时时钟周期小于 $0.1 \mu\text{s}$ 。对 100 V 量级的交流电, 时间离散在各次谐波引入的幅度标准差仅为 0.1 mV 量级或更低, 对 1 mV 以上的谐波均能进行有效分析。因而在一般情况下, 准均匀采样过程中的时间离散对谐波分析的影响可以忽略。

表 4 和表 5 给出的是幅度量化的位数 q 分别取 10、12、14 和 16, 不计入时间离散时各次谐波幅度估计的标准差和相位估计的平均误差, 由表 4 的结果可以看出: 采样量化位数给定定时各次谐波幅度估计的误差基本一致, 且与式(14)的计算值非常吻合; 随着 q 的增加, 各次谐波幅度的误差成比例减小, 即使当 $q=10$ 时该误差也仅为 10 mV 的量级。由表 5 的数据可知: 信号谐波的幅度越小, 其相位估计误差就越大; 随着 q 的增大, 相位分析误差成比例减小, 但即使当 $q=10$ 时对幅值仅为 0.1 V 的谐波仍能给出 $\pm 5^\circ$ 量级的估计结果。

目前, 内置 10 位和 12 位 ADC 的单片机最为普遍。对 100 V 量级的交流电, 可分别对 100 mV、10 mV 以上的谐波进行有效分析。如对更小幅度的谐波进行分析, 须选用内置更高精度 ADC 的单片机。

表4 不同采样量化对应的幅度标准差

Table 4 Amplitude standard deviations of different sampling quantization

谐波次数	采样量化位数 q			
	10	12	14	16
1	11.14	2.898	0.790	0.194
2	12.05	2.955	0.737	0.176
3	12.22	2.972	0.784	0.188
5	11.68	2.881	0.704	0.184
25	11.66	3.122	0.759	0.184
49	11.63	2.972	0.776	0.176

表5 不同采样量化对应的相位平均误差

Table 5 Phase average errors of different sampling quantization

谐波次数	采样量化位数 q			
	10	12	14	16
1	0.005	0.001	0.000	0.000
2	6.202	1.502	0.373	0.090
3	0.124	0.030	0.008	0.002
5	0.589	0.148	0.036	0.009
25	5.919	1.555	0.382	0.092
49	5.974	1.514	0.396	0.089

当同时考虑准均匀时间离散和幅值量化时, 谐波分析的综合误差由式(15)和式(16)给出。以幅值量化位数 $q = 10$ 为例, 当定时时钟周期 t_c 分别为 $10 \mu\text{s}$ 、 $1 \mu\text{s}$ 、 $0.1 \mu\text{s}$ 、 $0.01 \mu\text{s}$ 时, 谐波幅度标准差的理论计算结果分别为 16.1 mV 、 12.0 mV 、 12.0 mV 、 12.0 mV 。表6、表7分别给出了各次谐波幅度标准差和相位平均误差的数值仿真结果, 可以看出与误差的理论值基本吻合。而且当 t_c 为 $0.01 \sim 1 \mu\text{s}$ 时, $\sigma_s \gg \sigma_D$, 说明幅值量化是影响误差的主要因素。只有当幅值量化位数在 16 以上时须考虑定时时钟周期为 $0.01 \mu\text{s}$ 量级的单片机。

进一步, 通过仿真实验对准均匀采样法与其他谐波分析法进行对比。由于准均匀采样法只借助一个信号周期的采样数据进行谐波分析, 故只需与同样只借助 1 个信号周期采样数据的均匀采样法和双速率采样法进行仿真分析。实验信号仍由表 1 的参数构建, 信号频率的变化范围为 $49 \sim 51 \text{ Hz}$, 1 周期内采样 128 点。图 1 是 3 种方法对第 25 次谐波的仿真结果, 纵轴为谐波幅度的绝对误差。均匀采样(非同步采样)与信号周期的不同步程度与信号频率直接相关, 因而谐波误差明显随频率变化, 最大误差接近 30 mV ; 双速率采样由于能够与信号周期同步, 最大误差接近 10 mV , 优于均匀采样; 准均匀采样谐波分析的效果最好, 最大误差仅为 2 mV 。

表6 同时计入离散和量化的幅度标准差

Table 6 Amplitude standard deviation including both time discrete and amplitude quantization

谐波次数	定时时钟周期 $t_c / \mu\text{s}$			
	10	1	0.1	0.01
1	16.66	11.05	11.17	11.17
2	16.28	12.61	12.06	12.05
3	16.21	12.57	12.24	12.20
5	17.60	11.43	11.73	11.72
25	15.78	11.54	11.66	11.69
49	15.91	11.74	11.87	11.64

表7 同时计入离散和量化的相位平均误差

Table 7 Phase average errors including both time discrete and amplitude quantization

谐波次数	定时时钟周期 $t_c / \mu\text{s}$			
	10	1	0.1	0.01
1	0.008	0.005	0.005	0.005
2	8.220	6.432	6.196	6.191
3	0.166	0.127	0.123	0.124
5	0.881	0.576	0.587	0.592
25	7.919	5.827	5.875	5.923
49	8.168	5.974	6.082	5.984

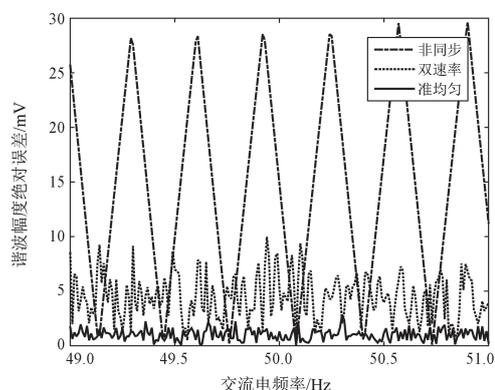


图1 准均匀、均匀(非同步)与双速率采样谐波分析误差
Fig. 1 Harmonic amplitude errors of quasi-uniform, uniform (asynchronous) and dual rate sampling

5 结论

基于准均匀采样法对电力信号进行采样时, 各离散采样点的时间偏差均小于定时时钟周期的一半, 各离散采样时间的偏差不会随采样的连续进行而不断积累。准均匀采样引入的谐波误差为均匀分布于各次谐波的随机干扰, 这有利于弱谐波分量免于被相邻强谐波分量的泄漏干扰所淹没。假设准均匀采样的时间离散偏差和幅值量化误差均服从均匀分布, 导出了谐波分析的误差公式, 给出了准均匀

采样谐波分析的具体算法与流程。新方法完成一次谐波分析只需一个信号周期内 2 的整数次累个采样点, 算法简单高效且精度高, 可广泛应用于各类嵌入式电网参数检测终端。

参考文献

- [1] HARRIS F J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform[J]. Proceedings of the IEEE, 1978, 66(1): 51-83.
- [2] 张伏生, 耿中行, 葛耀中. 电力系统谐波分析的高精度 FFT 算法[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(3): 63-66. ZHANG Fusheng, GENG Zhongxing, GE Yaozhong. FFT algorithm with high accuracy for harmonic analysis in power system[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(3): 63-66.
- [3] WEN P. A fast and high-precision measurement of distorted power based on digital filtering techniques[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2002, 41(3): 403-406.
- [4] FERRERO A, OTTOBONI R. High-accuracy Fourier analysis based on synchronous sampling techniques[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1992, 41(6): 780-786.
- [5] 方伟林, 王立功. 双速率同步采样法在交流测量中的应用[J]. 电测与仪表, 1997, 34(4): 21-23. FANG Weilin, WANG Ligong. Double speed synchronous sampling used in AC measurement[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 1997, 34(4): 21-23.
- [6] DAI X, GRETSCH R. Quasi-synchronous sampling algorithm and its applications[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1994, 43(2): 204-209.
- [7] NUTTALL A. Some windows with very good side lobe behavior[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1981, 29(1): 84-91.
- [8] WU M, LIU Z. Noncoherency correction algorithm for removing spectral leakage in ADC spectral test[J]. IEICE Electronics Express, 2016, 13(2): 1-11.
- [9] ZHANG Jieqiu, LIANG Changhong, CHEN Yanpu. A new family of windows—convolution windows and their applications[J]. Science in China, 2005, 48(4): 468-481.
- [10] DALVATORE L, TROTTA A. Flat-top windows for PWM waveform processing via DFT[J]. IEE Proceedings, 1988, 135(6): 346-361.
- [11] RELJIN I S, RELJIN B D, PAPIĆ V D. Extremely flat-top windows for harmonic analysis[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(3): 1025-1041.
- [12] 黄星宇, 罗萍萍, 龚锦霞, 等. 新能源并网系统次同步谐波相量检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 38-44. HUANG Xingyu, LUO Pingping, GONG Jinxia, et al. Subsynchronous harmonic phasor detection in a renewable energy grid-connected system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 38-44.
- [13] 张强, 王海云, 王维庆. 一种新型组合优化谐波分析方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(10): 156-163. ZHANG Qiang, WANG Haiyun, WANG Weiqing. A new combined optimization harmonic analysis method[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(10): 156-163.
- [14] 陈砚圃, 杨蕾, 张介秋. 基于组合余弦窗加权的高精度电力谐波分析[J]. 高压电器, 2021, 57(8): 127-135. CHEN Yanpu, ZHANG Lei, ZHANG Jieqiu. High precision power harmonic analysis based on weighted cosine windows[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(8): 127-135.
- [15] 陈砚圃, 张介秋, 谭薇. 交流电参数的卷积窗加权测量及其单片机实现[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(8): 127-133. CHEN Yanpu, ZHANG Jieqiu, TAN Wei. Convolution window weighted measurement for AC parameters and its MCU implementation[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(8): 127-133.
- [16] CHEN Y, TAN W. Window weighted method for parameter measurement of quasi-periodic signal[C] // IEEE 19th International Conference on Communication Technology, October 16-19, 2019, Xi'an, China: 220-223.
- [17] ZENG B, TENG Z. Parameter estimation of power system signals based on cosine self-convolution window with desirable side-lobe behaviors[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 250-257.
- [18] 胡喜, 邢建辉, 卓越, 等. 一种电力系统的谐波分析方法及其装置, 德国: CN101852826B[P]. 2012-09-05.
- [19] 李肖博, 姚浩, 于杨, 等. 一种快速的软件频率计算方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(1): 181-187. LI Xiaobo, YAO Hao, YU Yang, et al. A fast software frequency calculation method[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(1): 181-187.
- [20] CARVALHO J R, DUQUE C A, LIMAC M A, et al. A novel DFT-based method for spectral analysis under time-varying frequency conditions[J]. Electric Power Systems Research, 2014, 108: 74-81.
- [21] WEN H, ZHANG J, MENG Z, et al. Harmonic estimation using symmetrical interpolation FFT based on triangular self-convolution window[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(1): 16-26.
- [22] SUN Z, HE Z, ZANG T, et al. Multi-interharmonic spectrum separation and measurement under asynchronous sampling condition[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 65(8): 1902-1912.
- [23] 李振华, 胡廷和, 杜亚伟, 等. 基于窗函数和谱线插值理论的谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(22): 78-88. LI Zhenhua, HU Tinghe, DU Yawei, et al. Harmonic detection method based on the theory of windows and spectrum line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(22): 78-88.

收稿日期: 2022-02-23; 修回日期: 2022-04-26

作者简介:

陈砚圃(1963—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为信号处理、测控技术与仪器仪表; E-mail: ch80021@163.com

杨一鸣(1997—), 女, 硕士研究生, 研究方向为新型电力负荷与电能质量分析. E-mail: 1119839497@qq.com

(编辑 魏小丽)