

交流信号 RMS 值频率偏移误差的准正交抵消算法

李建文, 邢建平, 李佩, 鞠宁

(山东大学 信息科学与工程学院, 山东 济南 250100)

摘要: 介绍交流信号的均方根(RMS)值计算方法。针对由于信号频率或信号采样频率偏移造成的 RMS 值计算误差, 提出一种准正交抵消算法, 该算法取 2 个采样起点相差 1/4 采样长度的单周期信号采样序列, 求取采样序列的均方(MS)值, 再对其均值取开方。同传统 RMS 算法相比, 该算法无需对采样信号进行频率、相位的同步跟踪, 计算量几乎没有增大, 即可大幅抵消信号 RMS 值的频率偏移误差; 尤其是在频率偏差不大时, 该算法几乎可以完全抵消 RMS 值的频率偏移误差; 当输入信号包含谐波时, 该算法的频率偏移误差抵消效果受到显著影响, 但仍有可观抵消效果。

关键词: 均方根; 均方误差; 频率偏移; 准正交抵消; 误差分析; 采样; 电力系统; 电能质量

中图分类号: TM 93

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.04.023

0 引言

近几年电力系统的电能质量研究获得了越来越多的重视, 均方根 RMS(Root Mean Square)值被广泛应用于描述电能质量问题, 如电压、电流的短期或长期波动及其瞬时或暂时断电等^[1]。当信号满足同步采样^[2]条件, 即当信号采样序列相位同信号相位保持同步时, 或至少满足相关采样^[2-3]条件, 即信号采样序列长度为信号周期的整数倍时, RMS 算法的计算速度和精度都很高, 也不易受谐波影响; 反之, 该算法会产生不同程度的计算误差^[1,4-7](本文简称为频率偏移误差)。基于硬件电路的信号采样同步技术较为成熟, 但会显著增加硬件复杂度; 目前国内提出不少基于软件的不同思路的同步采样策略, 具有结构简单、占用资源少的优点, 获得不同程度的应用^[8-11]。但软件同步策略受软件、硬件等多种因素影响, 性能往往不稳定, 很难彻底消除信号 RMS 值频率偏移误差。通过对信号采样序列进行插值处理或以不同频率特性窗函数进行滤波处理, RMS 值的频率偏移误差可以获得相当程度的衰减^[4-7], 但代价是计算量大幅增加, 系统实时性降低。基于小波变换的 RMS 值估计及误差抵消算法仅处于探索、尝试阶段, 并未获得实质性应用^[12-14]。

文献[15]通过对 2 个采样起点相隔约 1/2 信号周期的采样数据作加窗傅里叶变换, 并由此抵消谱泄漏, 从而有效地改善谐波分析的精度。本文算法以非同步方式获取信号的 2 个相位差为 1/4 采样长度的单周期采样序列(当采样序列长度等于信号周期整数倍时, 2 个采样序列正交), 然后分别计算这 2 个采样序列的均方 MS(Mean Square)值, 并取均值后开方。本文算法无需对采样信号进行复杂且不稳定的频率、相位的同步、跟踪, 增加了一个加权平均环

节。仿真验证了所提算法的有效性。

1 RMS 算法

电力系统的交流电信号, 尤其是电流信号含有丰富谐波, 并非理想正弦信号, 但考虑到谐波的存在对正交抵消算法的影响并不显著^[11], 也为了简化分析, 除非特别说明, 本文假定交流电信号为理想正弦信号。一个频率为 f 、幅度为 A 、初始相角为 θ 的正弦信号经过一个采样频率为 f_s 的 N 点采样系统后, 其 N 点采样可用如下矢量表示:

$$\mathbf{u} = (u_0, u_1, \dots, u_{N-1}) \quad N > 2 \quad (1)$$

$$u_n = A \sin(2\pi n f / f_s + \theta) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

由此, 信号的均方 MS 值 U_{ms} 及 RMS 值 U_{rms} 分别为:

$$U_{ms} = \frac{\langle \mathbf{u}, \mathbf{u} \rangle}{N} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n^2, \quad U_{rms} = \sqrt{U_{ms}} \quad (3)$$

如果系统采样频率 f_s 与信号频率 f 同步, 或

$$f = f_s / N \quad (4)$$

则可进一步导出信号 MS 值和 RMS 值为:

$$U_{ms} = A^2 / 2, \quad U_{rms} = A / \sqrt{2} \quad (5)$$

可见只要系统采样频率 f_s 与信号频率 f 满足式(4), 则信号 RMS 值只与信号幅度 A 相关, 与其相位、频率无关。

2 RMS 算法频率偏移误差

对于一个采样频率同样为 f_s 、采样点数为 N 的交流采样系统, 如果信号频率 f 相对于采样频率 f_s 发生偏移, 且频率偏移量为:

$$\Delta f = f - f_s / N \quad (6)$$

则式(2)可进一步表示为:

$$u_n = A \sin(\omega n + \Delta \omega n + \theta) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

其中, $\omega = 2\pi / N$ 为信号数字角频率同步分量, $\Delta \omega = 2\pi \Delta f / f_s$ 为数字角频率偏移量。如果 $\Delta \omega$ 足够小, 使

得 $\cos\Delta\omega n \rightarrow 1, \sin\Delta\omega n \rightarrow \Delta\omega n$, 则式(7)可进一步分解为:

$$u_n \approx A \sin(\omega n + \theta) + A \Delta\omega n \cos(\omega n + \theta) \quad (8)$$

由此式(1)所示矢量 \mathbf{u} 也可分解为:

$$\mathbf{u} \approx \mathbf{u}^s + \mathbf{u}^r \quad (9)$$

其中, $\mathbf{u}^s = (u_0^s, u_1^s, \dots, u_{N-1}^s), u_n^s = A \sin(\omega n + \theta)$ 为其同步分量, 代表与系统采样频率同步的分量; $\mathbf{u}^r = (u_0^r, u_1^r, \dots, u_{N-1}^r), u_n^r = A \Delta\omega n \cos(\omega n + \theta)$ 为频率偏移误差分量。显然, 当 f_s 与 f 保持同步, 即满足式(4)时, $\mathbf{u}^r = \mathbf{0}, \mathbf{u} = \mathbf{u}^s$; 当 f 相对于 f_s/N 产生偏移, 但偏移量 Δf 较小时, $|\mathbf{u}^s|$ 接近于 $|\mathbf{u}|, |\mathbf{u}^r|$ 很小。图 1 为 $\Delta f = 1$ Hz 时信号的时域分解图, 直观反映了 $\mathbf{u}, \mathbf{u}^s, \mathbf{u}^r$ 的时域关系, 其中 $f = 51$ Hz, $A = 1, \theta = 0, f_s = 5$ kHz, $N = 100$ 。

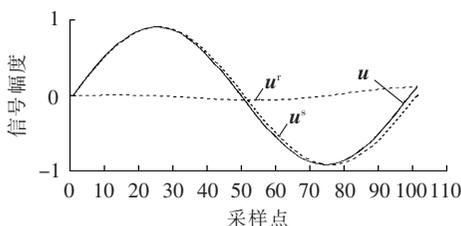


图 1 频率偏移信号的分解

Fig.1 Decomposition of signal with frequency deviation

将式(9)代入式(3)可得信号 MS 值:

$$U_{ms} \approx \frac{1}{N} [\langle \mathbf{u}^s, \mathbf{u}^s \rangle + 2\langle \mathbf{u}^s, \mathbf{u}^r \rangle + \langle \mathbf{u}^r, \mathbf{u}^r \rangle] \quad (10)$$

同理 U_{ms} 也可进一步分解为:

$$U_{ms} \approx U_{ms}^s + U_{ms}^r \quad (11)$$

其中, $U_{ms}^s = \langle \mathbf{u}^s, \mathbf{u}^s \rangle / N = A^2/2$ 为 U_{ms} 中的同步分量; $U_{ms}^r = 2\langle \mathbf{u}^s, \mathbf{u}^r \rangle / N + \langle \mathbf{u}^r, \mathbf{u}^r \rangle / N$ 为 U_{ms} 中的频率偏移误差分量。

考虑到 $|\mathbf{u}^s| \gg |\mathbf{u}^r|$, 且对于任意角度变量 x 都有 $\int_0^{2\pi} x \cos x dx = 0, \int_0^{2\pi} x \sin x dx = -2\pi$ [16], 经推导, U_{ms}^r 可近似表示为:

$$\bar{U}_{ms}^r = \frac{-\Delta f \cos 2\theta}{f_s/N} U_{ms}^s \quad (12)$$

由式(12)可见, 当信号频率产生式(6)所示偏移, 但偏移量 Δf 较小时, U_{ms}^r 与 Δf 具有近似线性关系, 且 U_{ms}^r 随信号初始相位 θ 作周期性波动; 还可看出在 $\theta = k\pi/2 (k = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots)$ 时, 信号 MS 值频率偏移误差 U_{ms}^r 取得极值; 基于此, 如无特别声明, 文中计算和仿真都设定 $\theta = 0$ 。图 2 为由式(12)所得频率偏移信号 MS 值频率偏移误差 \bar{U}_{ms}^r 和实际频率偏移误差 U_{ms}^r 在不同信号频率下的对比, 其中 $A = 1, \theta = 0, f_s = 5$ kHz, $N = 100$ 。由图可见, 当 $|\Delta f|$ 较小(即当 -3 Hz $< \Delta f < 2$ Hz 时), 式(12)计算结果与实际情况非常吻合, 可很好地反映信号 MS 值频率偏移误差与 Δf 的关系; 随着 $|\Delta f|$ 的增大(即当

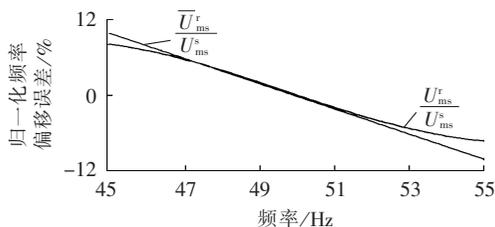


图 2 频率偏移误差的实际值与式(12)估计结果对比

Fig.2 Comparison between real error and error estimated by equation(12)

$\Delta f < -3$ Hz 或 $\Delta f > 2$ Hz 时), 两者开始出现明显偏差。

3 正交抵消算法

当一个频率为 $f = f_s/N + \Delta f$ 、初始相角为 θ 、幅度为 A 的信号 a 通过一个采样频率为 f_s 的采样系统时, 由式(11)、(12)可得信号 a 的 MS 值:

$$U_{ms}^a \approx \frac{A^2}{2} \left(1 - \frac{\Delta f \cos 2\theta}{f_s/N} \right) \quad (13)$$

同样对于一个与信号 a 正交的信号 b (其频率和幅度与信号 a 相等, 而初始相角为 $\theta + \pi/2$), 其 MS 值可近似表达为:

$$U_{ms}^b \approx \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{\Delta f \cos 2\theta}{f_s/N} \right) \quad (14)$$

易得出 U_{ms}^a, U_{ms}^b 的平均值为:

$$U_{ms}^c = \frac{U_{ms}^a + U_{ms}^b}{2} = \frac{A^2}{2} \quad (15)$$

可见, 对于一个交流采样系统, 当输入信号频率相对于采样频率存在式(6)所示频率偏移时, 经式(3)计算得到的信号 MS 值会产生式(12)所示的频率偏移误差。如果构造一个与此信号正交的信号, 并以同样方式计算其 MS 值, 则这 2 个信号的 MS 值的均值中频率偏移误差就会相互抵消。考虑到 2 个相互正交的正弦信号的平方和在任意时刻都是常量, 即 $\sin^2(\omega t + \theta) + \cos^2(\omega t + \theta) = 1$, 此结论并不难理解。图 3 中, 采样点变化范围为 $0 \sim N-1$ (对应信号相位 $\theta \sim 2\pi + \theta$), 信号 a 的参数为 $f = 49$ Hz, $A = 1, \theta = 0$, 而系统 $f_s = 5$ kHz, $N = 100$ 。由图 3 可见, 图中 MATLAB 仿真结果同式(13)~(15)推导结果几乎完全一致, 故可看出此算法的有效性。

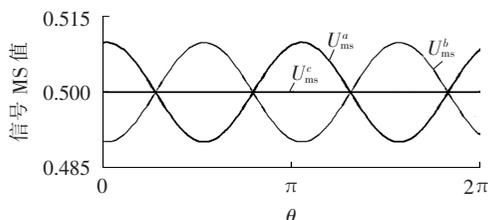


图 3 RMS 值频率偏移误差的正交抵消

Fig.3 Orthogonal cancellation of RMS calculation error caused by frequency deviation

4 准正交抵消算法

式(13)~(15)所述正交抵消算法需构造一个与原信号正交的信号。对于一个正弦信号,以硬件方式对原信号移相 90° 就可得到其正交信号,但这种方法是以增加电路复杂度和成本为代价的。另外构造一个信号的正交信号本身就必须要准确跟踪信号频率和相位。而已知这些信息,完全可通过调整采样频率来实现频率同步,可见上述算法意义不大。

本文提出了一种基于软件的信号 MS 值频率偏移误差准正交抵消算法。图 4 为这种算法的数据采样示意图。图中 a 和 b 2 组采样数据长度都为 N , 采样起点相隔 $N/4$ 。这 2 组数据可分别表示为矢量 $\bar{a}=(x_0, x_1, \dots, x_{N-1}), \bar{b}=(x_{N/4}, x_{N/4+1}, \dots, x_{5N/4-1})$ 。本文算法正是以这 2 个矢量替代上面提及的 2 个相互正交的函数 a, b , 然后分别求出它们的 MS 值 U_{ms}^a, U_{ms}^b , 并求其均值 U_{ms}^c 。

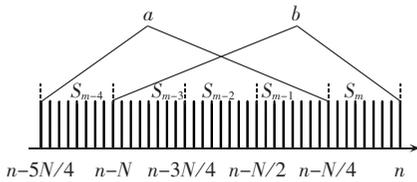


图 4 准正交抵消算法的采样示意图

Fig.4 Schematic diagram of signal sampling by quasi orthogonal cancellation algorithm

显然,只有当满足式(4)时,矢量 \bar{a}, \bar{b} 才是相互正交的,但当 $|\Delta f|$ 较小时,两者仍可看作近似正交,可见此算法只是一种准正交算法,无法完全消除频率偏移误差。

如图 4 所示,如果将上述 $5N/4$ 个采样数据等分 5 段($S_{m-4}, S_{m-3}, S_{m-2}, S_{m-1}, S_m$), 每段分别求 MS 值,并计为 $U_{ms}^{m-i}(i=0, 1, 2, 3, 4)$, 则式(15)所示算法可进一步表示为:

$$U_{qms}^m = \frac{0.5U_{ms}^{m-4} + U_{ms}^{m-3} + U_{ms}^{m-2} + U_{ms}^{m-1} + 0.5U_{ms}^m}{4} \quad (16)$$

图 5 为这种准正交抵消算法的系统框图,图中 $1/Z$ 表示延时 1 个单位时间。图 6 为该算法的频率偏移误差抵消效果对比,图中 U_{ms}, U_{qms}^4 分别为采用

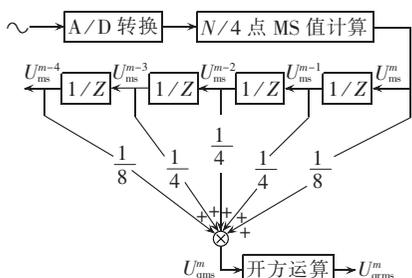


图 5 准正交抵消算法的系统图

Fig.5 System diagram of quasi orthogonal cancellation algorithm

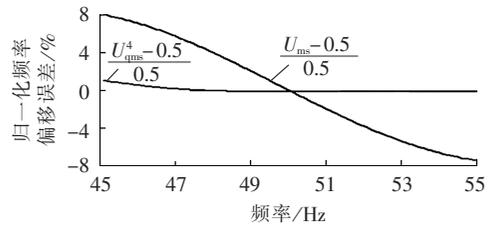


图 6 准正交抵消算法仿真结果

Fig.6 Simulative results of quasi orthogonal cancellation algorithm

本算法前、后的信号 MS 值。式(16)的 MATLAB 仿真的算法如下。

取输入信号 $u=A \sin(2\pi ft + \theta)$, 并设定信号初始相位 $\theta=0$ (取此相位时频率漂移误差最大)、幅度 $A=1$ 、频率 f 取 45~55 Hz, 然后以固定采样频率 $f_s=5$ kHz 对信号进行采样得 $5N/4=125$ 个采样:

$$u_n = \sin(2\pi fn) / 5000 \quad n=0, 1, \dots, 124 \quad (17)$$

将上述采样数据等分 5 段, 并对 5 段数据分别按式(3)求各段数据的 MS 值 $U_{ms}^0, U_{ms}^1, \dots, U_{ms}^4$, 然后代入式(16)求得由此算法得到的信号 MS 值 U_{qms}^4 , 取式(17)表示的采样数据中的前 100 个, 并根据式(3)直接求信号 MS 值 U_{ms} 。

由图 6 可见,当 $-2 \text{ Hz} < \Delta f < 3 \text{ Hz}$ 时,此算法几乎完全抵消掉了信号 MS 值频偏误差;但随着 $|\Delta f|$ 的增大,抵消效果逐渐变差。为了更准确反映此算法的抵消效果,表 1 列出了在几个重要信号频率点,采用本文算法前/后的频率偏移误差抵消效果对比。

表 1 准正交抵消算法抵消效果

Tab.1 Cancellation effect of quasi orthogonal cancellation algorithm

频率/Hz	实际误差/%	抵消后误差/%	衰减倍数
45	8.06	1.22	6.61
46	7.06	0.66	10.70
47	5.66	0.30	18.90
48	3.92	0.10	39.20
53	-3.74	-0.06	62.30
54	-5.26	-0.20	26.30
55	-6.44	-0.48	13.40

5 谐波对准正交抵消算法的影响

DL/T630—1997 规定,保持信号基波频率不变,在基波上叠加 20% 的 3~13 次谐波,信号 RMS 值的允许改变量不超过精度等级的 200%;而信号频率在 45~55 Hz 范围内改变,RMS 值的允许改变量不超过精度等级的 100%。可见标准对谐波造成的 RMS 测量误差的限制相对宽松。

设式(1)、(2)定义的信号 k 次谐波第 n 点采样为:

$$u_n^k = A \sin(2\pi knf/f_s + \beta) \quad (18)$$

显然当信号基波频率 f 产生偏移 Δf 时, k 次谐

波的数字频率偏移 $\Delta\omega=2\pi k\Delta f/f_s$, 扩大了 k 倍。 $\Delta\omega$ 大幅增加会导致式(8)存在条件(也是准正交算法存在的前提条件)无法满足 $\Delta\omega$ 足够小, 使得 $\cos\Delta\omega n \rightarrow 1$, $\sin\Delta\omega n \rightarrow \Delta\omega n$ 。可见信号中包含谐波时, 本文算法的误差抵消效果会变差, 这一点通过图 7 所示仿真结果也得到了验证。

图 7 仿真的算法与第 4 节的算法完全一致, 只是输入信号叠加了谐波。考虑到 DL/T630—1997 相关章节中, 信号 RMS 值的谐波效应是通过分别在基波上叠加 20% 的 3~13 次谐波来检测, 本文取 20% 的 3~8 次谐波分别叠加在基波上作为输入信号, 并分别进行 MATLAB 仿真。

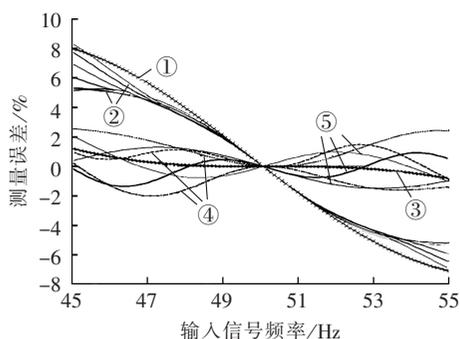


图 7 谐波对准正交抵消算法的影响

Fig.7 Effect of harmonics on quasi orthogonal cancellation algorithm

图 7 中波形①、③的输入信号为基波信号:

$$u_n^1 = A \sin(2\pi n f / f_s + \alpha) \quad (19)$$

而波形②、④、⑤的输入信号为包含 k 次谐波的信号:

$$u_n^{1,k} = A \sin(2\pi n f / f_s + \alpha) + 0.2A \sin(2\pi k n f / f_s + \beta) \quad (20)$$

其中, $k=3, 4, \dots, 8$; $A=1$; $\alpha=\beta=0$; 信号基波频率 f 取 45~55 Hz; 采样频率 $f_s=5$ kHz。

图 7 中 MATLAB 仿真输出波形①为式(19)所示基波信号经 5 kHz 固定频率采样后直接计算得到的信号 MS 值的计算误差; 波形②为式(20)所示 6 个带谐波信号(分别包含 3~8 次谐波)经 5 kHz 采样后直接计算得到的 MS 值的计算误差; 波形③为经准正交抵消算法计算得到的 MS 值计算误差; 波形④、⑤为经准正交抵消算法计算得到的 MS 值计算误差, 其中波形④为 4、6、8 次谐波情况, 波形⑤为 3、5、7 次谐波情况。通过上述分析与仿真可得:

a. 谐波频率高导致本文算法存在的前提条件无法满足(至少无法充分满足), 从而导致本文算法的误差抵消效果下降;

b. 信号中偶次谐波比奇次谐波对本文算法的误差抵消效果影响更大, 原因在于, 2 个基波信号正交时, 对应的两同次偶谐波反相, 而奇次谐波相互正交;

c. 可以看出在 49~51 Hz 的基波频率范围内, 本

文算法仍能够将频率偏移误差压缩在 1% 范围内, 即使在最恶劣情况下(图 7 中细虚线在横坐标 54.5 Hz 的测量误差), 仍有约 5 dB(3 倍)的误差衰减效果;

d. 如果严格按照 DL/T630—1997 提供的检测方法(固定基波频率在 50 Hz)检测信号的 RMS 值谐波效应, 信号并无频率偏移问题, 因此无法检验本文算法谐波效应(在图 7 的横坐标 50 Hz 处所有信号 MS 值的频率偏移误差都为 0), 此时本文算法只相当于一个低通滤波器。

6 结论

受各种因素的影响, 电力信号的频率总会相对于采样频率发生偏移, 从而影响信号的 RMS 值计算精度。本文提出了一种准正交抵消算法——通过分别对 2 个采样起点相隔约 1/4 信号周期的采样数据进行 MS 计算, 并取两者平均, 抵消掉 RMS 值中频率偏移误差。通过本文的分析、计算和仿真证明, 当采样频率保持 5 kHz 不变, 信号频率在 48~53 Hz 范围内变化时, 该算法几乎可完全抵消掉信号 RMS 值中频率偏移误差——残余误差小于 0.1%, 即使在 DL/T630—1997 规定的频率上/下限(55 Hz/45 Hz), 该算法仍然可以对 RMS 值的频率偏移误差有 10 dB 左右的衰减——残余误差在 1% 左右。当输入信号包含谐波时, 本文算法的频率偏移误差抵消效果变差, 但按照 DL/T630—1997 提供的检测方法仍有约 5 dB(3 倍)的衰减效果。

参考文献:

- [1] IEEE Power & Energy Society. IEEE Std 1159-2009 IEEE recommended practice for monitoring electric power quality[S]. New York, USA; the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2009.
- [2] IEEE Instrumentation and Measurement Society. IEEE Std 1241-2000 IEEE standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters[S]. New York, USA; the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2001.
- [3] IEEE Instrumentation and Measurement Society. IEEE Std 1057-2007 IEEE standard for digitizing waveform recorders[S]. New York, USA; the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2008.
- [4] LANGELLA R, TESTA A. The effects of the smoothing of the results on the measurement accuracy of RMS and powers in systems under nonsinusoidal conditions[C] // 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. Wollongong, NSW, Australia: [s.n.], 2008: 1-6.
- [5] CHEN Yanpu, ZHANG Jieqiu, LI Dabin, et al. Triangular window weighted algorithm for RMS value measurement[C] // 2004 7th International Conference on Signal Processing, 2004. Proceedings of ICSP'04. Beijing, China: [s.n.], 2004: 85-88.
- [6] SCHOUKENS J, PINTELON R, HAMME H V. The interpolated fast Fourier transform: a comparative study[J]. IEEE Trans on

- Instrumentation and Measurement,1992,41(2):226-232.
- [7] NOVOTNY M,SEDLÁČEK M. New class of time domain algorithms of RMS value measurement of non-coherently sampled signals[C]//14th International Symposium on New Technologies in Measurement and Instrumentation. Gdynia,Poland:[s.n.],2005:235-240.
- [8] 周至宇,李裕能,郭松梅,等. 基于DSP的同步交流采样技术[J]. 电力自动化设备,2006,26(5):57-60.
ZHOU Zhiyu,LI Yuneng,GUO Songmei,et al. Synchronous AC sampling technologies based on DSP[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(5):57-60.
- [9] 裴亚强,秦娟,胡仁杰. 频率变化时交流采样算法分析[J]. 电力自动化设备,2004,24(9):24-26.
PEI Yaqiang,QIN Juan,HU Renjie. Research of AC sampling when frequency is unsteady[J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(9):24-26.
- [10] 倪云峰,董张卓,李启瑞. 一种快速高精度的交流采样同步优化算法[J]. 高电压技术,2004,30(4):14-16.
NI Yunfeng,DONG Zhangzhuo,LI Qirui. A optimization method of speedily synchronous sampling[J]. High Voltage Engineering,2004,30(4):14-16.
- [11] 于月平. 交流采样量测量误差来源及解决方法[J]. 电力自动化设备,2008,28(11):118-121.
YU Yueping. Error causes of AC sampling measurement and its countermeasures[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(11):118-121.
- [12] LACHMAN T,MEMON A P,MOHAMAD T R,et al. Detection of power quality disturbances using wavelet transform technique [J]. International Journal for the Advancement of Science & Art,2010,18(1):61-66.
- [13] VATANSEVER F. RMS and power measurement using the dual-tree complex wavelet transform[J]. Scientific Research and Essays,2010,5(18):2645-2655.
- [14] HAMID E Y,MARDIANA R,KAWASAKI Z. Method for RMS and power measurements based on the wavelet packet transform [J]. IEE Proceeding-Science,Measurement and Technology,2002,149(2):60-66.
- [15] 张介秋,梁昌洪,陈砚圃,等. 提高谐波参量测量精度的谱泄露相消算法[J]. 电子学报,2005,33(9):1614-1617.
ZHANG Jieqiu,LIANG Changhong,CHEN Yanpu,et al. Spectral leakage cancelling algorithm for improving precision of harmonic analysis[J]. Acta Electronica Sinica,2005,33(9):1614-1617.
- [16] 同济大学数学系. 高等数学(上册)[M]. 6版. 北京:高等教育出版社,2007:368-369.

作者简介:

李建文(1970-),男,山东寿光人,工程师,从事电力电子、电力信号与信息处理方向的研究(E-mail:ljwsdu@sdu.edu.cn);

邢建平(1969-),男,山东烟台人,通信作者,教授,从事导航通信与智能交通方向的研究(E-mail:xingjp@sdu.edu.cn)。

Quasi orthogonal cancellation algorithm for AC signal RMS error caused by frequency deviation

LI Jianwen,XING Jianping,LI Pei,JU Ning

(School of Information Science and Engineering,Shandong University,Ji'nan 250100,China)

Abstract:The way to calculate the RMS(Root Mean Square) value of AC signal is introduced and a quasi orthogonal cancellation algorithm is proposed to eliminate the RMS calculation error caused by signal frequency deviation or signal sampling frequency deviation,which gets two sample sequences,with the difference of 1/4 sampling length between their starting points,calculates respectively their MS(Mean Square) values and then gets the square root of the average of two MS values. Compared to the traditional RMS algorithm,it,without the synchronous tracking of signal frequency/phase and the obvious increase of calculation load,significantly cancels the RMS calculation error caused by frequency deviation,even nearly eliminates it when the frequency deviation is not serious. Its effect of error cancellation worsens noticeably when the input signal contains harmonics,though it remains effective.

Key words: root mean square; mean square error; frequency deviation; quasi orthogonal cancellation; error analysis; sampling; electric power systems; power quality