

工频信号测量中参数自寻优智能采样法的研究

潘文诚

(浙江科技学院 自动化与电气工程学院, 浙江 杭州 310012)

摘要: 软件同步是数字化测量工频信号常用的采样方法。参数自寻优智能采样用爬山搜索法使误差判据最小, 得到每个测量周期的采样次数 N 和采样间隔 t_s , 最大限度地减小了同步误差或周期截断误差。进一步校正参数自寻优, 让测量值乘上一个针对实时周期 T_p 寻优得到的校正参数 k_c , 使其能最大限度地逼近信号的实际值。遍历频点的仿真结果表明: 最优采样参数使工频范围内 67% 以上频率点的同步误差为零, 其余点上的失步也在 1~3 个 t_d (微处理器中定时器的分辨率), 采样精度达到 10^{-5} 数量级; 传统采样法的测量值经校正后向零误差逼近, 采样精度达 10^{-6} 数量级; 在基波条件下寻优得来的参数 N 、 t_s 和 k_c 对未知谐波同样有效。分析了自寻优智能采样法的实时性, 提出了“软件硬化”的思想, 使微处理器开销压缩, 提高了在线寻优效率。

关键词: 软件同步采样; 参数自寻优; 误差频谱; 校正参数; 软件硬化

中图分类号: TM 933; TM 714

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2007)06-0066-05

1 软件实现工频信号的同步采样

在软件实现的工频信号的同步采样中, 由于电网频率的不恒定和频率跟踪环节的不理想, 同步技术成了影响采样质量的主要因素之一^[1-2]。使信号周期 T 、采样间隔 t_s 及采样点数 N 严格满足 $T = N t_s$ 的同步采样在实际测量中是很难实现的。很小的同步误差也会产生较大的测量误差 (在 10^{-3} 数量级)。多年来, 国内外电测工作者为消除这种采样误差做了大量的工作, 各种基于软件的同步和非同步采样方法应运而生^[3-5]。国内学者对软件同步采样法的研究, 尤其在工频周期信号的软件同步采样方面做了大量卓有成效的工作, 提出比较典型的采样方法有: 双速率同步采样法^[6]、偏差累积增量法^[7-9]、参数自寻优等间隔同步采样法^[10-11]等。

双速率同步采样法, 根据预计的累积误差值, 定量地采用 2 种不同的采样率逼近信号周期。具体做法为: 令 $M = \text{INT}(\Delta T / t_d)$, 即把 ΔT 分成 M 份, 每份为 t_d , 由于 $M < N$, 则在 N 点采样时前 M 点用 $t_s + t_d$ 作为采样间隔, 后 $N - M$ 点用 t_s 作为采样间隔。其总的周期误差小于 t_d ($\Delta T = N t_s - T$, 称作同步误差, t_d 为微处理器定时器的分辨率)。

偏差累积增量法, 又称非均匀同步采样法。在设软件同步采样时, 对信号周期 T 内采样次数 N 取定值, 采样间隔 $t_s = h + l$ 。式中 $h = \text{INT}(T / N)$, $l = (T / N) - \text{INT}(T / N)$, 即 h 、 l 分别为采样间隔的整数和小数部分, $\text{INT}()$ 为取整函数。偏差累积增量法的

实质就是通过调整采样间隔 t_s 在 h 和 $h+1$ 之间的动态取值, 使实际采样时刻尽可能地逼近理想的采样时刻。

下面是参数自寻优等间隔同步采样法的进一步研究, 将在采样参数自寻优的基础上, 进一步进行校正参数自寻优, 并期望在获得信号的实时频率时就能即时获得采样和校正的最优参数。

2 采样参数自寻优

参数自寻优采样法考虑到传统的软件同步技术无论是预先确定采样间隔 t_s , 根据实时频率确定采样次数 $N = \text{INT}(T / t_s)$, 还是预先确定采样次数 N , 实时确定采样间隔 $t_s = \text{INT}(T / N)$, 由于取整的原因, 由计算带来的截断误差 $\delta_T = \Delta T / T$ 总是难以避免的。据此, 如果采样次数和采样间隔都不预先确定, 微处理器在得到信号的实测周期后, 用寻优的方法确定采样参数 N 和 t_s , 以期最大限度地减小同步误差或周期截断误差, 使系统的运作更接近于同步采样的理想式。这就是“参数自寻优等间隔同步采样法”的基本思想。

按照这个思路, 可以在采样次数的下限 N_{dw} 和上限 N_{up} 间用爬山搜索的方法寻找使误差判据最小的 N 值和 t_s 值作为采样次数和采样间隔。 N_{dw} 的确定应满足香农采样定理, 即使 N_{dw} 大于 2 倍的最高次谐波的次数, N_{up} 的确定要受微处理器运算速度和 A/D 转换器转换速度的限制。为使误差判据 ΔT 最小, 采样次数 N 在搜索时要考虑到在周期内 (即 $N t_s \leq T$) 和覆盖周期外 1 次 (即 $N t_s \geq T$) 2 种情况下寻优结果的 ΔT 较小者。

一般在频率可能变化的范围内用测量误差的最大绝对值 $\delta_{\max}$ 进行比较,如果测量误差的绝对值处于同一数量级,还可以引入频段内测量误差绝对值的平均值 δ_{mean} 和标准差 δ_{std} 作为定性的比较指标。 δ_{mean} 为样本数据的一阶矩: $\delta_{\text{mean}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i|$, 确定了误差中心值的位置, 又称测量精度。 δ_{std} 为样本数据的二阶中心矩: $\delta_{\text{std}} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}$, 表述样本值围绕中心值的分散程度。

图1给出双速率采样法、偏差累积增量法和参数自寻优采样法经 Matlab 仿真得到的误差频谱图。仿真的误差模型为正弦信号理想真有效值与信号采样值的数值积分之差。信号周期在 19 801~20 203 μs (频率 49.5~50.5 Hz) 变化、微处理器定时器的分辨率 t_d 为 1 μs 。

图1中是参数自寻优采样法的相对误差 ε (ε_1 为自寻优采样法, ε_2 为偏差累积增量法, ε_3 为双速率采样法的相对误差), ε_1 是每周期采样次数 N 的寻优范围在 10~256 次(周期内)或 11~257 次(覆盖周期外 1 次)之间。由图可见, 经参数(周期内外双向)自寻优后, 采样误差在 10^{-5} 数量级, 且误差超过 2×10^{-5} 的频率点稀疏可数(403 个频率点中负误差 15 点, 正误差仅 1 点), $\delta_{\max}$ 为 5.07×10^{-5} , δ_{mean} 为 6.10×10^{-6} , δ_{std} 为 9.49×10^{-6} 。同样, 由仿真得: 偏差累积增量法在不考虑中断响应时间影响时的“理想精度”为 3.55×10^{-5} , δ_{mean} 为 3.96×10^{-6} , δ_{std} 为 7.15×10^{-6} ; 双速率法的 $\delta_{\max}$ 为 9.13×10^{-5} , δ_{mean} 为 5.75×10^{-5} , δ_{std} 为 2.81×10^{-5} 。

由此可见, 3 种采样方法的精度都达到了 10^{-5} 的数量级, 在使用 12 bit 的 A/D 转换器时其采样误差可忽略不计。值得注意的是双速率法在 1 周期内采用 2 种间隔采样, 该方法与单速率法相比, 虽然大幅减小了由于实际采样时间小于 T 而造成的误差, 但是该方法只能算是一种机械的优化方法。从同步采样的理论分析, 同步采样要求在 1 个采样周期内均匀采样, 而双速率法虽然能控制总的周期误差, 但

具体到采样点, 如在第 1 速率的第 M 个采样点与理论采样点仍相差 $M t_d$, 所以严格而言, 这种方法误差仍然较大^[7], 尤其对于谐波测量, 2 种采样速率要求不同的旋转因子, 导致离散傅里叶变换(DFT)的计算量和复杂性的增加, 且无法采用快速傅里叶算法(FFT)^[12]。偏差累积增量法在时域应用时能产生较高的“理想”精度。但它每次采样都要计算下一次的定时器计数值(采样间隔)是 h 还是 $h+1$, 既增加了微处理器的运算开销, 也使得微处理器定时器难以自动重装初值, 引入了中断响应时间的分散性, 这种由中断相应时间的分散性引起的采样时间间隔的不均匀性对电参数测量结果的影响是不容忽视的^[8, 13]。自寻优采样法是严格意义上的等间隔采样, 具备了离散傅里叶变换的基本条件, 且由于在每次采样间不存在计算, 因而可以利用微处理器中定时器的自动重装初值的功能, 消除了中断响应时间的分散性影响。

参数自寻优等间隔同步采样法, 在工频范围内取得了较高的测量精度, 表1所示是工频范围 49.5~50.5 Hz 和 45~65 Hz 对应周期的 403 个和 6 840 个频率点($t_d=1 \mu\text{s}$)自寻优采样法沿着 ΔT 的同步度分布情况。

采样参数自寻优使工频范围内的 67% 以上的频率点为同步采样($\Delta T=0$), 其余频率点上还存在着 $\Delta T=(1\sim3)t_d$ 的周期偏差(见表1)。

3 校正参数自寻优

从误差频谱图和自寻优的思路出发, 对每个频率点上的信号测量值用误差补偿的方法进行校正。微处理器在得到信号的实测周期 T_p 后, 以固定的采样间隔对信号进行 N 次采样和数值积分, 得到信号的带有误差的测量值 $X(p)$ 后, 对这个测量值乘上一个校正参数 $k_c(p)$, 以期能最大限度地逼近信号的实际值。校正参数 $k_c(p)$ 针对实时周期 T_p 得:

$$k_c(p) = X_R / \hat{X}(p) \quad (1)$$

式中 X_R 为归一化真值; $\hat{X}(p) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{x}_i^2}$ 是归一

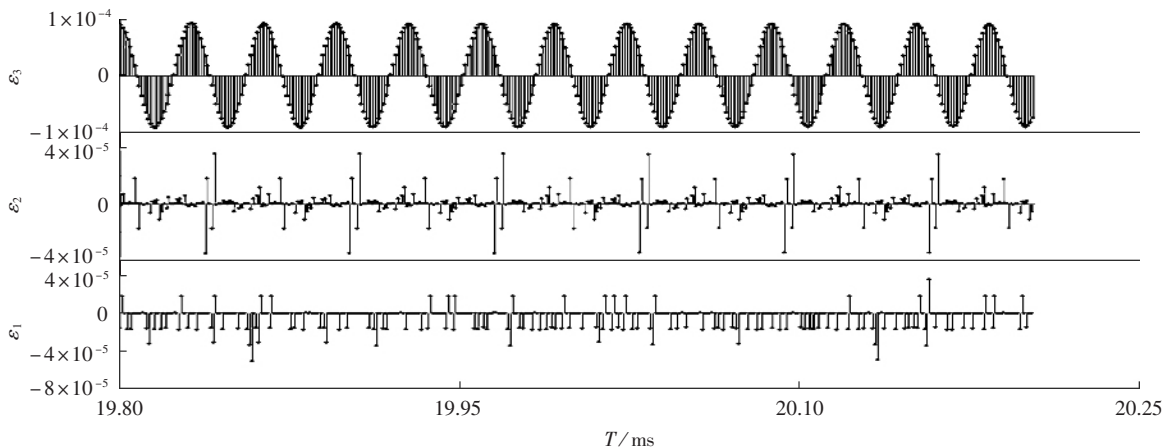


图1 3种软件同步采样法的误差频谱图

Fig.1 The error spectrums of three software synchronous sampling methods

表 1 参数自寻优采样在工频范围的同步度统计

Tab.1 The statistics of synchronization degree within power frequency range for parameter self-optimizing sampling

ΔT 值	49.5~50.5 Hz		45~65 Hz	
	n	$k/\%$	n	$k/\%$
0	272	67.49	4689	68.55
1	112	27.79	1802	26.35
2	15	3.72	299	4.37
3	4	0.99	48	0.70
4	0	0	2	0.03
5 及以上	0	0	0	0

注: n 为点数; k 为比例。

化数值积分值, $\hat{x}_i = \sin(2\pi i t_s / T)$ 。

正弦波峰值为 1 时, 归一化真值为

$$X_R = 1 / \sqrt{2} \quad (2)$$

纯基波峰值为 A 时的采样值的数值积分为

$$X(p) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left[A \sin \left(\frac{2\pi i t_s}{T} \right) \right]^2} = A \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{x}_i^2} = A \hat{X}(p) \quad (3)$$

乘以校正参数 $k_c(p)$ 后得到校正后的测量值:

$$X(p)k_c(p) = A \hat{X}(p)(X_R / \hat{X}(p)) = A X_R \quad (4)$$

可见, 校正后测量值向零误差逼近。但实际上还有 A/D 转换器的分辨率误差和微处理器计算字长的量化误差存在。

图 2 是传统采样法(固定采样次数 $N=256$, 采样间隔 t_s 由信号的实时周期 T_p 得来)经自寻优校正前后的误差频谱图, 上图 ε_n 为未经校正时的误差频谱; 下图 ε_e 为校正后的误差频谱。校正参数 $k_c(p)$ 按字长 2 个字节舍入处理, 忽略 A/D 转换器的分辨率误差。常规采样法误差 $\delta_{\max}$ 为 4.5×10^{-3} ; 常规采样法经自寻优校正后 $\delta_{\max}$ 为 5.38×10^{-6} , δ_{mean} 为 2.71×10^{-6} , δ_{std} 为 3.13×10^{-6} , 均进入了 10^{-6} 的数量级, 在使用 16 bit 以下的 A/D 转换器时其采样误差可忽略不计。

用校正方法分析电气信号, 可预先确定采样次数 N , 根据信号的实时周期 T_p 算得 t_s , 这样当 $\Delta T=0$ 时, 采样为同步采样, $k_c(p)=1$ 为理想值; 信号频率偏移时, $k_c(p)$ 值在理想值上下波动, 由式(4)校正了测量值。下面讨论谐波情况下的校正。假定实际信

号有 k 次奇谐波, 且基波幅值为 A , 信号采样值的数值积分为

$$X_h(p) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{hi}^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(A \sin \theta_1 + \sum_{m=1}^k \frac{A}{2m+1} \sin \theta_2 \right)^2} = A \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\sin \theta_1 + \sum_{m=1}^k \frac{1}{2m+1} \sin \theta_2 \right)^2} = A \hat{X}_h(p) \quad (5)$$

$$\theta_1 = 2\pi i t_s / T, \quad \theta_2 = 2\pi (2m+1) i t_s / T$$

k 次奇谐波的归一化真值:

$$X_{Rh} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \sum_{m=1}^k \left(\frac{1}{2m+1} \right)^2 \right]} \quad (6)$$

谐波信号采样校正参数:

$$k_{ch}(p) = X_{Rh} / \hat{X}_h(p) \quad (7)$$

校正过程为

$$X_h(p)k_{ch}(p) = A \hat{X}_h(p)(X_{Rh} / \hat{X}_h(p)) = A X_{Rh} \quad (8)$$

图 3 是 7 次以下奇次谐波信号经 $N=256$ 次常规采样, 再进行自寻优校正后的误差频谱图。图 3 中 $\varepsilon_{(7)}$ 是按式(7)谐波校正参数 k_{ch} 进行校正的, $\delta_{\max}$ 为 5.38×10^{-6} , 由校正参数的 2 字节字长所致; 图 3 所示的误差 $\varepsilon_{(1)}$ 是因为用式(1)的基波校正参数 $k_c(p)$ 校正式(5)的谐波信号 $X_h(p)$ 时, 基波的失步造成了谐波校正的不完全性所致。 $\delta_{\max}$ 达 1.5437×10^{-4} , 只能满足中等以下的精度要求。

由此可见, 在未知谐波状况时进行测量, 可先进行采样参数自寻优, 使基波的失步降至最低后再进行自寻优校正。图 4 显示的仿真结果是在每周周期采样次数 N 的寻优范围 128~256 次(周期内)或 129~257 次(覆盖周期外 1 次)之间, 7 次以下奇次谐波信号按基波校正参数 $k_c(p)$ 校正得到, $\delta_{\max}$ 为 6.42×10^{-6} , δ_{mean} 为 2.49×10^{-6} , δ_{std} 为 3.21×10^{-6} 。谐波测量达到了 10^{-6} 级的精度。

4 自寻优法的实时性

笔者在研制一种用于电力系统继电保护试验的“交直流参数测量仪”时提出采样参数自寻优, 单片机时钟频率为 12 MHz 时, 采样参数自寻优子程序

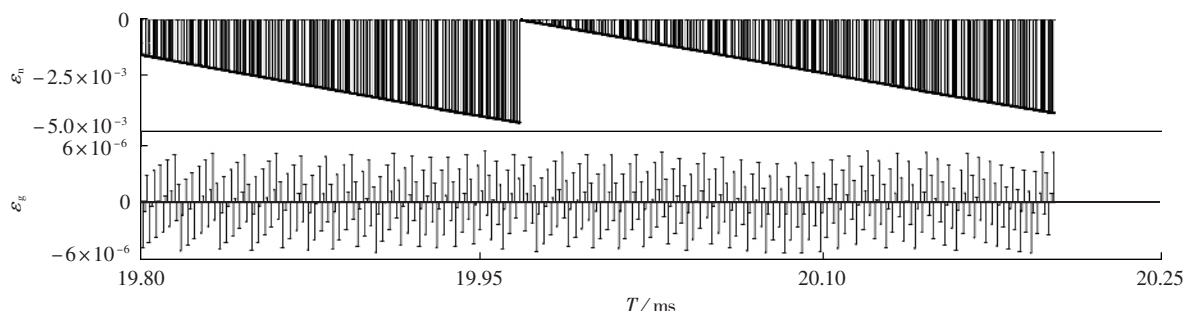


图 2 常规采样经自寻优校正后的误差频谱图

Fig.2 The error spectrum of traditional sampling after correction

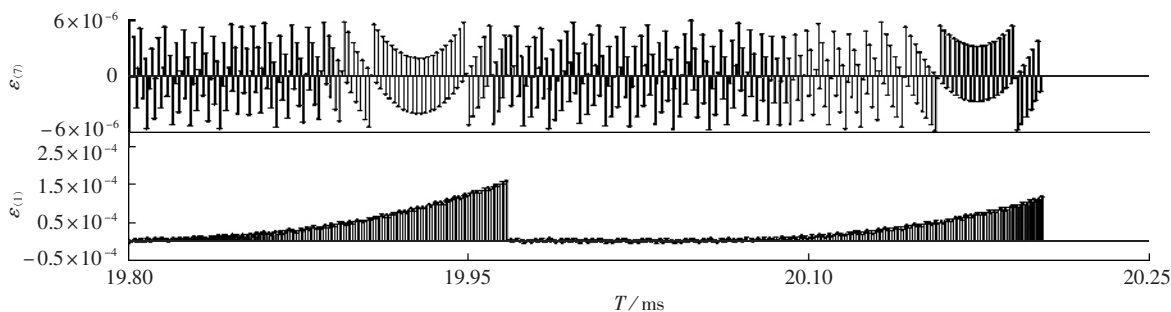


图3 谐波信号经自寻优校正后的误差频谱图

Fig.3 The error spectrum of harmonic signal after correction

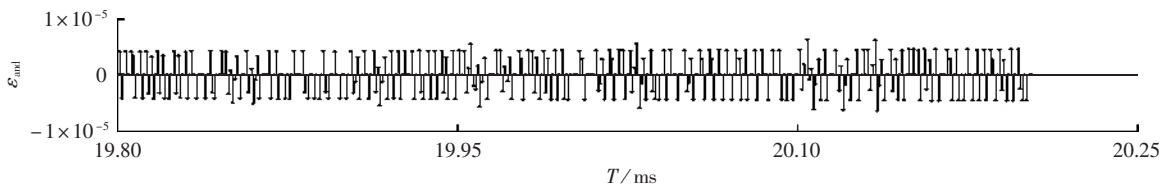


图4 谐波信号经自寻优采样和自寻优校正的误差频谱图

Fig.4 The error spectrum of harmonic signal with self-optimizing sampling and correction

的运行时间约为 18 ms,工频测量中采样周期取 5 个信号周期时,每秒可更新显示数据 4~5 次。电测界的同行对“参数自寻优等间隔同步采样法”的采样精度给予了充分的肯定,一般都认同将时域内电参量的测量精度提高了 2 个数量级,但总是对寻优所需的实时计算时间抱有遗憾,认为自寻优采样法只适合于慢速测量领域^[14-15]。

如今,期望在获得信号的实时频率 f_p 时就能即时获得采样和校正的最优参数 (N 、 t_s 和 k_c),使在线寻优逼近 CPU 零开销已成为可能。从表 1 可见,对应工频变化范围 49.5~50.5 Hz 的 403 个频率点(微处理器定时器分辨率 $t_d = 1 \mu s$),所需要的自寻优参数也不过 403 组,可预先离线寻优计算出最优参数矩阵 $\{N(p) \ t_s(p) \ k_c(p)\}$ 存入微处理器中的存储器中固化。微处理器运行时,每一测量周期在测得实时频率 f_p 时用查表法可立即得到对应的那组最优参数。403 组参数所占的存储器也不过几千字节,相对于当今微处理器内嵌几十千~几百千字节存储器一般是能接受的。在不增加硬件空间的情况下,用已有的硬件资源来换取软件开销,是一种“软件硬化”的思路。这种方法可延用到任一种固定计算,以使 CPU 开销压缩至极致,极大程度地提高实时性。

5 结语

参数自寻优采样法是一种高精度、等间隔和具有实时性特点的智能采样方法。在采样参数自寻优的基础上继续研究了校正参数的自寻优,分析了在谐波测量中的应用,用“软件硬化”的思路满足了实时性的要求。由于自寻优采样法在每次采样间不存在计算,而可以利用微处理器中定时器的自动重装初值的功能,是严格意义上的等间隔采样,其采样数据具备了进行离散傅里叶变换的前提条件。时域应用

时,加权校正数据数值积分后进行;频域应用时,加权校正数据在数据采集的同时进行。

参考文献:

- [1] TURGITAL R S. Digital wattmeter using sampling method[J]. IEEE Trans on IM, 1974, 23(4): 337-341.
- [2] 马宏忠,胡虔生. 软件实现同步采样的误差分析[J]. 电工技术学报, 1996, 11(1): 43-47.
MA Hong-zhong, HU Qian-sheng. Analysis on error synchronous sampling by software[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1996, 11(1): 43-47.
- [3] 王学伟,周海波,张礼勇. 电功率采样测量技术及其发展概况[J]. 电测与仪表, 2002, 39(1): 5-9.
WANG Xue-wei, ZHOU Hai-bo, ZHANG Li-yong. The survey and development of power sampling measurement technology[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2002, 39(1): 5-9.
- [4] XI Jiang-tao, CHICHEIRO J F. A new algorithm for improving the accuracy of periodic signal analysis[J]. IEEE Trans on IM, 1996, 45(4): 827-830.
- [5] IHLENFELD W G K. Evaluation of the synchronous generation and sampling technique[J]. IEEE Trans on IM, 2003, 52(2): 371-374.
- [6] 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 Wei-lin, WANG Li-gong. Application of double-speed synchronous sampling in AC measurement[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 1997, 34(4): 21-23.
- [7] 裘云,王健,秦霆镐. 两种改进的软件同步采样实现方法的分析[J]. 电测与仪表, 2000, 37(9): 5-7.
QIU Yun, WANG Jian, QIN Ting-gao. The analysis of two improved algorithms for software synchronization sampling[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2000, 37(9): 5-7.
- [8] 黄纯,彭建春,刘光晔. 周期电气信号测量中软件同步采样方法的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1): 75-79.
HUANG Chun, PENG Jian-chun, LIU Guang-ye. Research on software synchronous sampling in measurement of period electric signals[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(1): 75-79.
- [9] 蔡菲娜,张建奇. 一种非均匀同步采样及其 DFT 算法[J]. 电测与仪表, 2004, 41(6): 11-13.

- CAI Fei - na,ZHANG Jian - qi. A non - uniformity synchronous sampling and DFT algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2004,41(6):11 - 13.
- [10] 潘文诚. 参数自寻优等间隔同步采样法[J]. 电测与仪表,1999,36(11):7 - 10.
- PAN Wen - cheng. An equal interval synchronous sampling approach based on the parameter self-optimizing[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,1999,36(11):7 - 10.
- [11] 潘文诚. 交直流数据采集系统的研制[J]. 电子技术应用,2000,26(4):18 - 22.
- PAN Wen - cheng. The researches on AC & DC data acquisition system[J]. Application of Electronic Technique,2000,26(4):18 - 22.
- [12] 周军,李孝文,盛艳. 双速率同步采样法在电力系统谐波测量中的应用[J]. 计量学报,1999,20(2):151 - 154.
- ZHOU Jun,LI Xiao - wen,SHENG Yan. Application of double - speed synchronous sampling in the power system harmonic measurement[J]. Acta Metrologica Sinica,1999,20(2):151 - 154.
- [13] 黄纯,何怡刚,江亚群,等. 交流采样同步方法的分析与改进[J]. 中国电机工程学报,2002,22(9):38 - 42.
- HUANG Chun,HE Yi - gang,JIANG Ya - qun,et al. Analysis and improvement of synchronization technique for AC sampling[J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(9):38 - 42.
- [14] 王震宇,王学伟. 基于参数自适应的准同步采样法[J]. 哈尔滨理工大学学报,2001,6(2):36 - 39.
- WANG Zhen - yu,WANG Xue - wei. Quasi-synchronism sampling method based on adaptation parameter[J]. Journal Harbin Univ Sci & Tech,2001,6(2):36 - 39.
- [15] 黄勇. 微机电量变送器测量误差分析与研究[D]. 西安:西安交通大学,2004.
- HUANG Yong. Study on the measuring errors of microprocessor - base electrical quantity transducer [D]. Xi'an:Xi'an Jiaotong University,2004.

(责任编辑:汪仪珍)

作者简介:

潘文诚(1952 -),男,江苏宝应人,教授,主要从事数字信号处理、智能化仪器仪表的教学与研究工作(E-mail:pwch8252@163.com)。

Intelligent sampling with parameter self-optimizing in power frequency measuring

PAN Wen - cheng

(Zhejiang University of Science and Technology, Hangzhou 310012, China)

Abstract: The software synchronization is always used in digital measuring of power frequency. The intelligent sampling with parameter self-optimizing uses mountain-climb searching with minimal error criterion to obtain the sampling number N and the interval t_s of each measurement period, which reduces the synchronization error or cycle truncation error. The real value is approached by multiplying the measured value by the correction parameter k_c , which is self-optimized according to real-time period T_p . Simulation results prove: the synchronous errors of over 67% of covered periods are zero, and the remainders are only $(1 \sim 3)t_d$ (timer resolution of microprocessor), the sampling precision is about 10^{-5} ; after the correction, the measured value by traditional sampling approaches zero error, and the sampling precision is about 10^{-6} ; the optimized parameters for fundamental are also effective on unknown harmonics. The real-time performance of intelligent sampling with parameter self-optimizing is analyzed and the idea of "software hardening" is proposed to lower microprocessor load and increase online optimizing efficiency.

Key words: software synchronous sampling; parameter self-optimizing; error spectrum; correction parameter; software hardening