

Оценка погрешности отсечения при асинхронной дискретизации переменных сигналов в присутствии интер- и субгармоник

П. Б. ПЕТРОВИЧ

*Технический факультет, Чачак, ул. Святого Саввы, 65, 32000 Чачак, Сербия,
e-mail: predragp@tfc.kg.ac.rs*

Рассмотрена оценка погрешности отсечения при асинхронной дискретизации переменного сигнала в присутствии суб- и интергармонических компонентов. Выведенные выражения позволяют выбрать оптимальный метод и необходимое число отсчетов сложного входного сигнала. Определены границы погрешности предложенного метода обработки сигнала с учетом влияния отсечения. Проведено математическое моделирование процедур оценки возможной погрешности отсечения.

Ключевые слова: асинхронная дискретизация, интер- и субгармоники, активная мощность, математическое моделирование.

The paper deals with the problem of estimating the value of truncation error in case of asynchronous sampling of the AC signal in presence of sub- and interharmonics. On the base of derived relation it is possible to select the best processing method and select the necessary number of samples in case of complex input signal. The paper investigates the errors related to the proposed processing method, and provides the uncertainty bound. The simulation of suggested procedure is also carried out.

Key words: asynchronous sampling, inter- and subharmonics, active power, mathematical simulation.

В течение последних 10 лет качество электрической энергии стало одним из главных предметов внимания и изучения в электроэнергетике. В связи с расширением использования различных устройств преобразовательной техники и в соответствии с этим новых форм нагрузок значительно возросли гармонические искажения в трехфазных сетях переменного тока.

Качество электрической энергии приобретает все большее значение не только для поставщиков, но и потребителей энергии, которые на практике руководствуются показателями качества электрической энергии и нормами, рекомендуемыми различными международными стандартами (IEC, EN, BS, IEEE). Качество электроэнергии в коммерческих и промышленных сетях существенно ухудшилось в последнее время. Наряду с такими причинами, как аварийное отключение, пробой изоляции, атмосферные явления, имеются специфические особенности для электрических сетей поставщика электрической энергии и нагрузок потребителя [1].

В [2] рассмотрена проблема определения активной мощности переменного сигнала в присутствии суб- и интергармоник сигналов тока и напряжения. Показано, что при использовании синхронной дискретизации и адекватного выбора параметров обработки можно точно рассчитать активную мощность и в присутствии негармонических компонентов. Однако такая обработка требует очень много времени.

С другой стороны, асинхронная дискретизация потенциально имеет более простое аппаратное решение, и при соответствующем выборе метода обработки ее можно использовать для расчета активной мощности широкополосного сигнала. В этом методе частоты дискретизации и обрабаты-

ваемого сигнала не синхронизированы и массив таким образом сформированных отсчетов не привязан к периоду основной частоты. Число отсчетов можно выбрать так, чтобы размер массива стал немного меньше отношения периода входного сигнала к шагу дискретизации. Следствием такого варианта обработки является погрешность отсечения (truncation error). Для уменьшения этой погрешности можно использовать различные методы [3-7] обработки таким образом дискретизированных сигналов, но ее нельзя полностью устранить.

Ниже приведены выражения для оценки погрешности отсечения, которые могут использовать разработчики цифровых систем, чтобы определить необходимое число отсчетов и периодов сигнала, внутри которых должна проводиться дискретизация. Также выведены выражения, дающие предельное значение этой погрешности, которое можно ожидать при различных методах обработки сложного переменного сигнала. Кроме того, представленные результаты математического моделирования позволяют определить границы возможной погрешности при проведении асинхронной дискретизации исследуемых сигналов в возможных практических применениях.

Поиск предельной погрешности отсечения. Традиционный подход к анализу возможной погрешности при измерении среднего значения несинусоидального периодического сигнала базируется на применении фурье-разложений. Если допустить, что коэффициенты λ' и μ' входных сигналов находятся в диапазоне 0—1, тогда как коэффициенты λ'' и μ'' больше 1, то это позволяет анализировать суб- и интергармоники в соответствии с [2]. Сигналы напряжения и тока можно представить в следующем виде:

$$v_i(t) = v_i^0(t) + \sqrt{2} V_R \sum_{r=1}^{M_2} k'_r \sin(\lambda'_r \omega t + \psi'_r) + \sqrt{2} V_R \sum_{r=1}^{M_3} k''_r \sin(\lambda''_r \omega t + \psi''_r); \quad (1)$$

$$v_i^0(t) = V_1 + \sqrt{2} V_R \sum_{r=1}^{M_1} k_r \sin(\omega t + \psi_r);$$

$$i_i(t) = i_i^0(t) + \sqrt{2} I_R \sum_{s=1}^{N_2} l'_s \sin(\mu'_s \omega t + \varphi'_s) + \sqrt{2} I_R \sum_{s=1}^{N_3} l''_s \sin(\mu''_s \omega t + \varphi''_s); \quad (2)$$

$$i_i^0(t) = I_1 + \sqrt{2} I_R \sum_{s=1}^{N_1} l_s \sin(\omega t + \varphi_s),$$

где индекс i обозначает i -е реализации входных напряжений и токов; $k_r V_R$, $l_s I_R$ — среднеквадратические (эффективные) значения r -й гармоники напряжения и s -й гармоники тока; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; ψ_r , φ_s — фазовые углы r -й и s -й гармоник напряжения и тока; V_1 и I_1 — средние значения входных напряжений и токов (постоянные составляющие); M_1 , M_2 , M_3 , N_1 , N_2 , N_3 — числа, определяющие количество гармоник (M_1 и N_1), субгармоник (M_2 и N_2) и интергармоник (M_3 и N_3) в напряжении и токе.

Для обеспечения наиболее общего подхода предположим, что коэффициенты λ и μ принадлежат множеству рациональных чисел, т. е. они имеют форму m/n , где m , n — натуральные числа.

При равномерной дискретизации v_i и i_i можно выразить как

$$v_i(it) = v_i^0(it) + \sqrt{2} V_R \sum_{r=1}^{M_2} k'_r \sin(\lambda'_r \omega i T_S + \psi'_r) + \sqrt{2} V_R \sum_{r=1}^{M_3} k''_r \sin(\lambda''_r \omega i T_S + \psi''_r);$$

$$i_i(it) = i_i^0(it) + \sqrt{2} I_R \sum_{s=1}^{N_2} l'_s \sin(\mu'_s \omega i T_S + \varphi'_s) + \sqrt{2} I_R \sum_{s=1}^{N_3} l''_s \sin(\mu''_s \omega i T_S + \varphi''_s),$$

где T_S — шаг дискретизации; $i = 0, 1, 2, \dots, W$ для сигнала, который дискретизирован в $W + 1$ точках.

Если линейный оператор A [3], с помощью которого проводится усреднение, применить к отсчетам, то погрешность E , возникающую при такой обработке, на примере напряжения можно выразить так:

$$E = A(V_1) - \frac{1}{T_g} \int_0^{T_g} v_i(t) dt,$$

где $A(V_1) = V_1$; T_g [2] — период сложного сигнала, который включает интер- и субгармоники и представляет собой наименьшее общее кратное всех негармонических и гармонических компонентов входного сложного сигнала. Оператор A можно включить в состав сумм в выражениях, представленных ранее. Таким образом, на основании изложенного можно записать

$$E = \sum_{k=1}^{M_1} E_k^{\text{har}} + \sum_{l=1}^{M_2} E_l^{\text{sub}} + \sum_{p=1}^{M_3} E_p^{\text{int}}, \quad (3)$$

где амплитуды k -й, l -й, p -й гармонического, суб- и интергармонического компонентов погрешности имеют вид

$$E_k^{\text{har}} = a_k c_k \cos \psi_k + b_k c_k \sin \psi_k; \quad c_k = \sqrt{2} V_R k_k;$$

$$a_k = A \sin \left(2\pi k \frac{i T_S}{T_g} \right) = a(k); \quad b_k = A \cos \left(2\pi k \frac{i T_S}{T_g} \right); \quad (4)$$

$$E_l^{\text{sub}} = a(\lambda'_l l) d_l \cos \psi'_l + b(\lambda'_l l) d_l \sin \psi'_l; \quad d_l = \sqrt{2} V_R k'_l;$$

$$E_p^{\text{int}} = a(\lambda''_p p) g_p \cos \psi''_p + b(\lambda''_p p) g_p \sin \psi''_p; \quad g_p = \sqrt{2} V_R k''_p.$$

Аналогичные выражения погрешности можно получить и для входного тока. На основании (3) легко заметить влияние каждого компонента входного сигнала на общую погрешность. Компоненты погрешности можно представить как

$$a(k) = \epsilon_k^{\text{har}} \sin \gamma_k^{\text{har}}, \quad b(k) = \epsilon_k^{\text{har}} \cos \gamma_k^{\text{har}};$$

$$a(\lambda'_l l) = \epsilon_l^{\text{sub}} \sin \gamma_l^{\text{sub}}, \quad b(\lambda'_l l) = \epsilon_l^{\text{sub}} \cos \gamma_l^{\text{sub}}; \quad (5)$$

$$a(\lambda''_p p) = \epsilon_p^{\text{int}} \sin \gamma_p^{\text{int}}, \quad b(\lambda''_p p) = \epsilon_p^{\text{int}} \cos \gamma_p^{\text{int}},$$

где

$$\epsilon_k^{\text{har}} = \sqrt{a^2(k) + b^2(k)}; \quad \arctg^{-1} \gamma_k^{\text{har}} = a(k) / b(k); \quad (6)$$

выражения для ϵ_l^{sub} и ϵ_p^{int} аналогичны.

Используя (5), (6), преобразуем (4) к виду

$$E_k^{\text{har}} = c_k \epsilon_k^{\text{har}} \left(\sin \gamma_k^{\text{har}} \cos \psi_k + \cos \gamma_k^{\text{har}} \sin \psi_k \right) = c_k \epsilon_k^{\text{har}} \sin \left(\gamma_k^{\text{har}} + \psi_k \right);$$

$$E_l^{\text{sub}} = d_l \epsilon_l^{\text{sub}} \sin \left(\gamma_l^{\text{sub}} + \psi'_l \right); \quad E_p^{\text{int}} = g_p \epsilon_p^{\text{int}} \sin \left(\gamma_p^{\text{int}} + \psi''_p \right),$$

откуда при $\gamma_k^{\text{har}} + \psi_k = \pm \pi / 2$ и аналогично для l, p -гармоник

$$\left| E_{k, \max}^{\text{har}} \right| = c_k \varepsilon_k^{\text{har}}; \left| E_{l, \max}^{\text{sub}} \right| = d_l \varepsilon_l^{\text{sub}}; \left| E_{p, \max}^{\text{int}} \right| = g_p \varepsilon_p^{\text{int}},$$

где $c_k \varepsilon_k^{\text{har}}$ — предельная погрешность, появляющейся при обработке k -й гармоники. Погрешность E_k^{har} может быть

равна 0, если $\gamma_k^{\text{har}} + \psi_k = 0$, т. е. если начало дискретизации выбрано соответствующим способом. Так как начало дискретизации обычно синхронизировано детектором перехода сигнала через ноль, этим способом трудно уменьшить погрешности для каждого гармонического компонента. Когда сигналы напряжения и (или) тока имеют сложный спектр, изменяющийся во времени сигнал мощности будет содержать больше одного гармонического, интер- и субгармонического членов. В этом случае можно устранить погрешность отсечения только для отдельного компонента сигнала. Для $(W + 1)$ равномерно распределенных отсчетов, покрывающих W интервалов длительностью T_S , справедливо следующее:

$$(W + \Delta) T_S = M T_g, \quad (7)$$

где W, M — целые числа; Δ — безразмерная величина. Это выражение показывает, что W отсчетов используется для охвата M периодов входного сигнала. Из (7) также следует, что, применив асинхронную дискретизацию с W отсчетами и частотой дискретизации $f_S = 1/T_S$, нельзя точно охватить период обрабатываемого сложного сигнала. При асинхронной дискретизации число отсчетов обычно может увеличиваться или уменьшаться при условии что $|\Delta| < 1$.

Появление наихудшей погрешности для отдельных гармонического, суб- и интергармонического компонентов входного сигнала, можно связать с выражением вида

$$b(k) + ja(k) = A e^{j2\pi k \frac{iT_S}{T_g}}. \quad (8)$$

Рассмотрим применение различных методов асинхронной дискретизации для расчета предельной погрешности отсечения.

Метод простого усреднения. Оператор A , используемый для усреднения W отсчетов напряжения (аналогично тока), можно записать как

$$A = \frac{1}{W} \sum_{i=0}^{W-1} v_i,$$

тогда согласно (8)

$$\left(\varepsilon_k^{\text{har}} \right)^2 = \frac{1}{W^2} \left(\sum_{i=0}^{W-1} e^{j2\pi k \frac{iT_S}{T_g}} \right) \left(\sum_{i=0}^{W-1} e^{-j2\pi k \frac{iT_S}{T_g}} \right) = \varepsilon_a^2(k); \quad (9)$$

$$\left(\varepsilon_l^{\text{sub}} \right)^2 = \varepsilon_a^2(\lambda'_l l); \left(\varepsilon_p^{\text{int}} \right)^2 = \varepsilon_a^2(\lambda''_p p).$$

Выражение (7) можно записать по-другому:

$$\frac{T_S}{T_g} = \frac{M}{W + \Delta}.$$

Дополнительно определив

$$\phi = 2\pi \frac{M}{W + \Delta},$$

верхнее уравнение в (9) представим в форме

$$\left(\varepsilon_k^{\text{har}} \right)^2 = \frac{1}{W^2} \left(\frac{1 - e^{jWk\phi}}{1 - e^{jk\phi}} \right) \left(\frac{1 - e^{-jWk\phi}}{1 - e^{-jk\phi}} \right) = \frac{1}{W^2} \frac{\sin^2(Wk\phi/2)}{\sin^2(k\phi/2)}$$

и окончательно получим

$$\varepsilon_k^{\text{har}} = \frac{1}{W} \frac{\sin[Wk\pi M / (W + \Delta)]}{\sin[k\pi M / (W + \Delta)]} = \varepsilon(k); \quad \varepsilon_l^{\text{sub}} = \varepsilon(\lambda'_l); \quad \varepsilon_p^{\text{int}} = \varepsilon(\lambda''_p).$$

При таком способе расчета коэффициентов погрешности соотношение между массивом отсчетов и периодом сложного входного сигнала принято в качестве параметра, влияющего в наибольшей степени на значение общей погрешности при асинхронной дискретизации.

Трапецевидальный метод. Оператор A при использовании этого метода для усреднения W отсчетов определен как

$$A = \frac{1}{W} \left[\frac{v_0}{2} + \sum_{i=1}^{W-1} v_i + \frac{v_W}{2} \right] = \frac{1}{W} \left[\sum_{i=0}^{W-1} v_i + \frac{v_W - v_0}{2} \right].$$

Квадраты соответствующих коэффициентов предельной погрешности выражаются формулами

$$\left(\varepsilon_k^{\text{har}} \right)^2 = \frac{1}{W^2} \left[\sin^2 \frac{Wk\phi}{2} \operatorname{ctg}^2 \frac{k\phi}{2} \right] = \frac{1}{W} \sin \left(Wk\pi \frac{M}{W + \Delta} \right) \times$$

$$\times \operatorname{ctg} \left(k\pi \frac{M}{W + \Delta} \right) = \varepsilon^2(k);$$

$$\left(\varepsilon_l^{\text{sub}} \right)^2 = \frac{1}{W^2} \left[\sin^2 \frac{Wk\phi}{2} \operatorname{ctg}^2 \frac{k\phi}{2} \right] = \varepsilon^2(\lambda'_l);$$

$$\left(\varepsilon_p^{\text{int}} \right)^2 = \frac{1}{W^2} \left[\sin^2 \frac{Wk\phi}{2} \operatorname{ctg}^2 \frac{k\phi}{2} \right] = \varepsilon^2(\lambda''_p).$$

Компенсационный метод Стенбакена (Stenbakken). В [5] предложена так называемая *конечная* (end) коррекция в целях улучшения точности обработки по отношению к методу простого усреднения (averaging method). Оператор A в этом случае принимает вид

$$A = \frac{1}{(W + \Delta)} \left(\sum_{i=0}^{W-1} v_i + \Delta v_W \right).$$

Квадраты соответствующих коэффициентов предельной погрешности определены как

$$\begin{aligned} (\varepsilon_k^{\text{har}})^2 &= \frac{1}{(W+\Delta)^2} \left[\frac{\sin^2(Wk\phi/2)}{\sin^2(k\phi/2)} + 2\Delta \frac{\sin(Wk\phi/2)}{\sin(k\phi/2)} \cos \frac{(W+1)k\phi}{2} + \Delta^2 \right] = \\ &= \varepsilon^2(k); \\ (\varepsilon_l^{\text{sub}})^2 &= \varepsilon^2(\lambda_l'); \quad (\varepsilon_p^{\text{int}})^2 = \varepsilon^2(\lambda_p''). \end{aligned}$$

Компенсационный метод Зу-Лианга (Zu-Liang). В [6] предложен трапецидальный метод с конечной (end) коррекцией как возможный метод обработки при асинхронной дискретизации и показано, что a_k и b_k могут быть существенно уменьшены по сравнению с другими методами обработки. В таком измененном методе оператор A имеет вид

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{W+\Delta} \left[\frac{v_0}{2} + \sum_{i=1}^{W-1} v_i + \frac{v_W}{2} + \frac{\Delta}{2} (v_W + v_{W+\Delta}) \right] = \\ &= \frac{1}{W+\Delta} \left[\sum_{i=0}^{W-1} v_i + \frac{(v_W - v_0)}{2} + \frac{\Delta}{2} (v_W + v_0) \right]. \end{aligned}$$

Так как $v_{W+\Delta} = v_0$, измерение охватывает целое число периодов обрабатываемого сигнала.

Квадраты соответствующих коэффициентов предельной погрешности при асинхронной дискретизации сигналов (1) и (2) приобретают форму, аналогичную предыдущим выражениям.

В предположении, что $|k\phi| \ll 1$ в разложении Тейлора, а также что $W + \Delta \approx W$, полученные упрощенные выражения для коэффициентов $\varepsilon_k^{\text{har}}$, $\varepsilon_l^{\text{sub}}$, $\varepsilon_p^{\text{int}}$, можно использовать для расчета погрешности отсечения в различных практических приложениях.

Определение самой наихудшей предельной погрешности отсечения и результаты моделирования. В том случае, когда входной сигналы напряжения и тока имеют форму (1), (2), их активную мощность можно точно определить на основании выражения (22) из [2]:

$$\begin{aligned} p &= V_1 I_1 + V_R I_R \left[\sum_{r=1}^{Q_1} k_r I_r \cos(\psi_r - \varphi_r) + \sum_{r=1}^{Q_2} k_r' I_{sr}' \cos(\psi_r' - \varphi_{sr}') + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{r=1}^{Q_3} k_r'' I_{sr}'' \cos(\psi_r'' - \varphi_{sr}'') \right], \end{aligned} \quad (10)$$

где $Q_1 = \min(N_1, M_1)$, $Q_2 = \min(N_2, M_2)$, $Q_3 = \min(N_3, M_3)$.

Остальные члены произведения сигналов напряжения и тока, не входящие в (10), представляют собой изменяемые во времени компоненты мощности, соответствующие гармоникам, суб- и интергармоникам. Предельная погрешность, являющаяся следствием отсечения, может быть определена как

$$E = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^{12} E_i, \quad (11)$$

где переменные E_i — составляющие погрешности отсечения,

$$\begin{aligned} E_1 &= -V_R I_R \sum_{r=s=1}^{Q_1 = \min(M_1, N_1)} k_r I_s \varepsilon(r+s) + \sqrt{2} I_1 V_R \sum_{j=1}^{Q_1} k_j \varepsilon(j) + \\ &\quad + \sqrt{2} I_R V_1 \sum_{k=1}^{Q_1} I_k \varepsilon(k); \end{aligned}$$

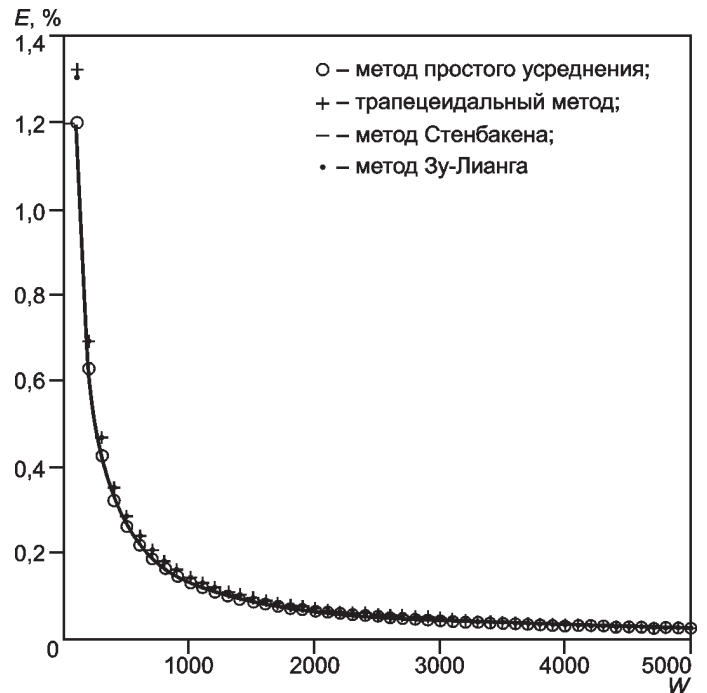
$$E_2 = -V_R I_R \sum_{r=s=1}^{Q_2 = \min(M_2, N_2)} k_r' I_s' \varepsilon(\lambda_r' + \mu_s'); \quad (12)$$

$$E_3 = -V_R I_R \sum_{r=s=1}^{Q_3 = \min(M_3, N_3)} k_r'' I_s'' \varepsilon(\lambda_r'' + \mu_s''); \quad (13)$$

$$\begin{aligned} E_4 &= V_R I_R \sum_{r=1}^{M_1} \sum_{s=2}^{N_1} k_r I_s [\varepsilon(r-s) - \varepsilon(r+s)] + \\ &\quad + \sqrt{2} I_1 V_R \sum_{j=1}^{M_1} k_j \varepsilon(j) + \sqrt{2} I_R V_1 \sum_{k=1}^{N_1} I_k \varepsilon(k); \end{aligned}$$

$$E_5 = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_2} \sum_{s=2}^{N_2} k_r' I_s' [\varepsilon(\lambda_r' - \mu_s') - \varepsilon(\lambda_r' + \mu_s')]; \quad (14)$$

$$E_6 = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_3} \sum_{s=2}^{N_3} k_r'' I_s'' [\varepsilon(\lambda_r'' - \mu_s'') - \varepsilon(\lambda_r'' + \mu_s'')]; \quad (15)$$



Зависимость относительной предельной погрешности E при расчете активной мощности от числа отсчетов W для четырех различных методов асинхронной дискретизации

$$E_7 = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_1} \sum_{s=1}^{N_2} k_r l'_s \left[\varepsilon(r - \mu'_s) - \varepsilon(r + \mu'_s) \right] +$$

$$+ \sqrt{2} I_R V_1 \sum_{j=1}^{N_2} l'_j \varepsilon(\mu'_j);$$

$$E_8 = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_1} \sum_{s=1}^{N_3} k_r l''_s \left[\varepsilon(r - \mu''_s) - \varepsilon(r + \mu''_s) \right] +$$

$$+ \sqrt{2} I_R V_1 \sum_{j=1}^{N_3} l''_j \varepsilon(\mu''_j);$$

$$E_9 = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_2} \sum_{s=1}^{N_1} k'_r l_s \left[\varepsilon(\lambda'_r - s) - \varepsilon(\lambda'_r + s) \right] +$$

$$+ \sqrt{2} I_1 V_R \sum_{j=1}^{M_2} k'_j \varepsilon(\lambda'_j);$$

$$E_{10} = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_2} \sum_{s=1}^{N_3} k'_r l''_s \left[\varepsilon(\lambda'_r - \mu''_s) - \varepsilon(\lambda'_r + \mu''_s) \right];$$

$$E_{11} = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_3} \sum_{s=1}^{N_1} k''_r l_s \left[\varepsilon(\lambda''_r - s) - \varepsilon(\lambda''_r + s) \right] +$$

$$+ \sqrt{2} I_1 V_R \sum_{j=1}^{M_3} k''_j \varepsilon(\lambda''_j);$$

$$E_{12} = V_R I_R \sum_{r=1}^{M_3} \sum_{s=1}^{N_2} k''_r l'_s \left[\varepsilon(\lambda''_r - \mu'_s) - \varepsilon(\lambda''_r + \mu'_s) \right].$$

В случае применения методов Стенбакена или Зу-Лианга в выражении (11) необходимо использовать коэффициент $1/(W + \Delta)$ вместо $1/W$. На основании выведенных выражений для переменной E_p , можно прийти к выводу, что не существует ограничения на число гармонических, интер- и субгармонических компонентов, принимаемых таким способом во внимание в процессе расчета предельной погрешности E . Выполненный анализ можно применить и в случае определения среднеквадратического значения дискретизированного сложного переменного сигнала.

Для оценки предельной погрешности обработки по предложенным алгоритмам проведено моделирование в программных пакетах Matlab и SIMULINK (версия 7.0).

Параметр Δ намного меньше влияет, чем требуемое число отсчетов W , поэтому анализируемые методы обработки показывают слабую зависимость от Δ . Это не относится к случаю обработки сигналов, имеющих только гармонические компоненты [3, 5]. При $\Delta = 0,5$ относительная предельная погрешность в расчете активной мощности p (см. уравнение (10)) по отношению к опорному значению определена как функция числа отсчетов W (см. рисунок) при асинхронной дискретизации. Из рисунка следует, что относитель-

ная предельная погрешность в расчете активной мощности находится внутри границ, определенных выражением (11) и проведенным анализом.

Интересно подчеркнуть, что граница возможной погрешности при расчете активной мощности для входных сигналов, имеющих сложный спектр, почти идентична для всех четырех рассмотренных методов обработки. Это отличается от результатов анализа для случая только периодического переменного сигнала, в котором лучшие результаты показал метод Лу-Зианга. При аппаратной реализации рассмотренных алгоритмов самым простым было бы начать дискретизацию с того момента, когда зафиксировано прохождение сложного входного сигнала через 0, или от заранее определенного граничного уровня, а закончить, когда этот уровень снова будет достигнут. Таким способом обеспечивается условие нахождения параметра Δ внутри требуемых границ.

Заключение. Выведенные аналитические выражения определяют возможную погрешность отсечения при дискретизации сложного переменного сигнала в том случае, когда асинхронная дискретизация используется для определения среднего значения (активной мощности или среднеквадратического значения) для каждого из четырех анализируемых методов обработки. По известным значениям амплитуд гармонических, интер- и субгармонических компонентов в самом важном возможном случае с помощью применения выведенных выражений можно численно определить значение погрешности. Граница погрешности является функцией числа отсчетов, используемых для обработки рассматриваемых сигналов, и при правильном выборе параметров дискретизации (необходимого числа отсчетов W и безразмерной величины Δ) можно удержать погрешность внутри приемлимых границ. Полученные результаты подтверждены математическим моделированием.

Литература

1. **Testa A., Langella R.** Power system subharmonics // Proc. IEEE Pow. Soc. Gen. Meeting. 2005. P. 1922—1927.
2. **Petrovic P., Stevanovic M.** Measuring of active power of synchronously sampled AC signals in presence of interharmonics and subharmonics // IEE Proc. Electr. Power Appl. 2006. V. 153. N 2. P. 227—235.
3. **Nyarko D. J., Stromsmoe K. A.** Analysis of truncation errors in asynchronous sampling of periodic signals // Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Eng. 1992. V. 2. P. 1117—1120.
4. **Clarke F. J. J., Stockton J. R.** Principles and theory of wattmeters operating on the basis of regularly spaced sample pairs // J. Phys. E. 1982. V. 15. P. 645—652.
5. **Stenbakken G. N.** A wideband sampling wattmeter // IEEE Trans. 1984. V. PAS-103. N 10. P. 2919—2926.
6. **Lu Zu-Liang.** An error estimate for quasi-integer-period sampling and an approach for improving its accuracy // IEEE Trans. Instrum. Measur. 1988. V. 37. N 3. P. 141—150.
7. **Pereira J. M. D., Serra A. C., Girao P. S.** Minimising Truncation Error in Digital Wattmeters // Proc. 9th Intern. Symp. Electrical Instrum. Industry. Glasgow, 1997. V. 1. P. 113—116.

Дата принятия 21.06.2010 г.