

Авторы:
 к.т.н. Антонов В.И.,
 к.т.н. Наумов В.А.,
 Солдатов А.В.,
 Иванов Н.Г.,
 Митин Д.А.,
 ООО НПП «ЭКРА»,
 г. Чебоксары, Россия.

Ph.D. Antonov V.I.,
 Ph.D. Naumov V.A.,
 Soldatov A.V.,
 Ivanov N.G.,
 Mitin D.A.,
 EKRA Ltd., Cheboksary,
 Russia.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ОРГАНЫ МОЩНОСТИ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И АВТОМАТИКИ: ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОЧНОСТИ POWER MEASURING FUNCTIONS IN DIGITAL RELAY PROTECTION AND AUTOMATION SYSTEMS: ACCURACY CHARACTERISTICS

Аннотация: излагается методика оценки точности измерительных органов мощности в цифровых системах релейной защиты и автоматики. Показано, что точность измерительных органов мощности зависит, в основном, от отклонений частотных характеристик преобразователей уровня входных сигналов от расчетных, разрядности, уровня шума и частоты опроса каналов аналогово-цифрового преобразователя.

Ключевые слова: цифровые системы релейной защиты и автоматики, измерительные органы мощности, характеристики точности.

Annotation: accuracy of power measuring functions in digital relay protection and automation systems is stated. It is shown that main factors influencing the accuracy are divergence of frequency response form specified response of signal level converters, resolution, noise level and sampling rate of analog-to-digital converter.

Keywords: digital relay protection and automation systems, power measuring function, accuracy characteristics.

Одной из важнейших характеристик измерительных органов мощности является их точность. Хотя большинство методических вопросов оценки точности измерительных органов мощности довольно глубоко исследованы, например в работах [1, 2], но принятый в этих работах подход сформулирован применительно к устройствам на микроэлектронной элементной базе и не может быть напрямую использован для оценки точности цифровых измерительных органов. В связи с этим актуальна разработка методики оценки мощности в цифровых системах релейной защиты и автоматики. Именно этой цели служит настоящая статья.

Оценка мощности в цифровых системах определяется по классической формуле

$$\hat{S} = \hat{U} \text{conj}(\hat{I}), \quad (1)$$

где \hat{S} – оценка комплексной мощности, \hat{U} и \hat{I} – комплексные действующие значения напряжения и тока, а conj – оператор вычисления комплексно-сопряженного числа. Из (1) очевидно, что точность оценки мощности определяется точностью оценки комплексных действующих значений напряжения и тока.

Точность оценки комплексного действующего значения гармонического сигнала.

Во многом она определяется характеристиками элементов тракта аналогово-цифрового преобразования и методической погрешности используемого фильтра ортогональных составляющих.

Исследуется точность оценки комплексного действующего значения

$$\underline{X} = X e^{j\psi} \quad (2)$$

гармонического сигнала

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \psi), \quad (3)$$

трактом аналогово-цифрового преобразования в установившемся режиме (рис. 1), где X , X_m , ω и ψ – действующее значение, амплитуда, частота и начальная фаза сигнала соответственно. В основу исследования заложены принципы, заимствованные из [3].

Принимается, что селективный преобразователь уровня SLC является линейным элементом с АФЧХ:

$$\underline{H}_{SLC}(j\omega) = H_{SLC}(\omega) e^{j\varphi_{SLC}(\omega)},$$

где $H_{SLC}(\omega)$ и $\varphi_{SLC}(\omega)$ – АЧХ и ФЧХ селективного преобразователя уровня SLC соответственно. АЧХ и ФЧХ преобразователя SLC может отличаться от расчетной:

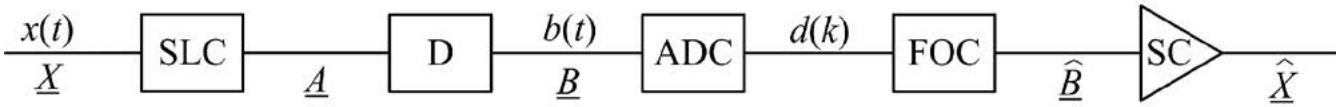


Рис. 1. Функциональная схема тракта аналогово-цифрового преобразования гармонического сигнала: SLC – селективный преобразователь уровня, D – элемент задержки, ADC – аналогово-цифровой преобразователь, FOC – фильтр ортогональных составляющих, SC – масштабирующий элемент

$$H_{SLC}(\omega) = H_{SLC}^R(\omega) + \Delta H_{SLC}(\omega) = H_{SLC}^R(\omega) [1 + \delta_{H_{SLC}}(\omega)], \quad (4)$$

$$\varphi_{SLC}(\omega) = \varphi_{SLC}^R(\omega) + \Delta \varphi_{SLC}(\omega),$$

где $H_{SLC}^R(\omega)$ и $\varphi_{SLC}^R(\omega)$ – расчетные АЧХ и ФЧХ, $\Delta H_{SLC}(\omega)$ и $\Delta \varphi_{SLC}(\omega)$ – отклонения АЧХ и ФЧХ от расчетных,

$$\delta_{H_{SLC}}(\omega) = \frac{\Delta H_{SLC}(\omega)}{H_{SLC}^R(\omega_0)}$$

относительное отклонение АЧХ селективного преобразователя уровня SLC от расчетной. Комплексное действующее значение сигнала на выходе SLC

$$\underline{A}(j\omega) = \underline{X} \underline{H}_{SLC}(j\omega).$$

Предполагается, что тракт аналогово-цифрового преобразования содержит только один АЦП и используется для измерения нескольких сигналов. Подключение входных сигналов к АЦП выполняется коммутатором с конечным временем действия. В связи с этим отсчеты сигналов различных каналов будут рассинхронизированы и сдвинуты на временной оси. Сдвиг по времени, вызванный временем переключения коммутатора, будем отсчитывать относительно первого канала тракта измерения. На схеме (рис. 1) этот сдвиг учтен с помощью элемента задержки времени D, комплексное действующее значение сигнала на выходе которого будет иметь вид

$$\underline{B}(j\omega) = \underline{A}(j\omega) e^{j\varphi_D(\omega)} = B(\omega) e^{j\varphi_B(\omega)}, \quad (5)$$

где $\varphi_D(\omega) < 0$ – смещение фазы сигнала, учитывающее сдвиг отсчетов по времени,

$$B(\omega) = X H_{SLC}(\omega),$$

$$\psi_B(\omega) = \psi + \varphi_{SLC}(\omega) + \varphi_D(\omega) -$$

модуль и аргумент комплексного действующего значения \underline{B} .

Имеется в виду, что аналогово-цифровой преобразователь обладает линейной характеристикой преобразования [3-5]. Тогда оцифрованный сигнал на выходе ADC

$$d(k, \omega) = b(k, \omega) + n(k, \omega), \quad (6)$$

где

$$b(k, \omega) = B_m(\omega) \cos[\omega k T_s + \psi_B(\omega)] - \quad (7)$$

полезная составляющая сигнала на выходе ADC, $n(k, \omega)$ – шум квантования в виде меандра частоты ω с амплитудой h и произвольной начальной фазой, k – номер отсчета, T_s – период дискретизации.

Оценка комплексного действующего значения сигнала (6) определяется путем его преобразования фильтром Фурье [6]:

$$\hat{\underline{B}}(k, j\omega) = \text{Fourier}[d(k, \omega)]. \quad (8)$$

Ошибка в оценке $\hat{\underline{B}}(k, j\omega)$ максимальна, если фаза основной гармоники шума квантования $n(k)$ равна или противоположна фазе сигнала (7). Тогда оценка (8)

$$\hat{\underline{B}}(k, j\omega) = [B(\omega) + B_n] \underline{Y}(k), \quad (9)$$

где

$$B_n = \frac{4h}{\pi\sqrt{2}} - \quad (10)$$

действующее значение основной гармоники шума,

$$\underline{Y}(k) = \underline{Y}(k, j\omega_\Delta) e^{j\varphi_B(\omega)} + \quad (11)$$

$$+ \underline{Y}^*(k, j\omega_\Sigma) e^{-j\varphi_B(\omega)} -$$

результатирующий вектор выходного сигнала фильтра Фурье (рис. 2),

$$\underline{Y}(k, j\omega) = \underline{H}_M(j\omega) e^{jk\omega T_s} - \quad (12)$$

установившаяся реакция оператора скользящего среднего на комплексную синусоиду $e^{jk\omega T_s}$,

$$\underline{H}_M(j\omega) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-jk\omega T_s} -$$

АФЧХ оператора скользящего среднего в составе фильтра Фурье, $N = 2\pi / \omega_0 T_s$ – число отсчетов сигнала за период промышленной частоты ω_0 , $\omega_\Delta = \omega - \omega_0$ и $\omega_\Sigma = \omega + \omega_0$ – разностная и суммарная частоты соответственно,

$$h = \eta \frac{\sqrt{2} X_{\max} H_{SLC}^R(\omega_0)}{2^r - 1}, \quad (13)$$

где η – амплитуда шума АЦП в квантах, r – число значащих разрядов АЦП, X_{\max} – максимальное действующее значение сигнала.

Для придания выкладкам большей общности вводится в рассмотрение понятие о нормированном шуме АЦП

$$\eta^* = \frac{\eta}{2^r - 1} \quad (14)$$

и диапазоне изменения сигнала

$$D_x = \frac{X_{\max}}{X_{\min}},$$

где X_{\min} – минимальное действующее значение сигнала (3). Тогда с учетом (13) и (14) максимальный уровень шума АЦП

$$h = \sqrt{2} \eta^* X_{\min} H_{SLC}^R(\omega_0) D_x. \quad (15)$$



Антонов

Владислав Иванович

В 1978 г. окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности ЧГУ им. И.Н. Ульянова. В 1985 г. защитил в Ленинградском политехническом институте кандидатскую диссертацию «Разработка и исследование новых принципов построения измерительных органов направленных защит линий электропередачи». Доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматизации ЧГУ главный специалист отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».

Влияние АФЧХ селективного преобразователя уровня SLC на входной сигнал (3) корректируется с помощью масштабирующего элемента SC с коэффициентом передачи:

$$k_{SC} = \frac{1}{H_{SLC}^R(\omega_0)} = \frac{1}{H_{SLC}^R(\omega_0)} e^{-j\varphi_{SLC}^R(\omega_0)}. \quad (16)$$

Тогда текущая оценка (9) $\hat{B}(k, j\omega)$ комплексного действующего значения (2) с учетом (5), (10) и (16) определяется как

$$\begin{aligned} \hat{X}(k, j\omega) &= k_{SC} \hat{B}(k, j\omega) = \\ &= \frac{[B(\omega) + B_n]}{H_{SLC}^R(\omega_0)} Y(k) e^{-j\varphi_{SLC}^R(\omega_0)}. \end{aligned} \quad (17)$$

Относительный вклад шума АЦП в ошибку определим, рассматривая совместно (10) и (15):

$$\zeta_x = \frac{B_n}{H_{SLC}^R(\omega_0)} = \frac{4\eta^* D_x X_{\min}}{\pi X}. \quad (18)$$

С учетом (4) и (18) оценку (17) можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{X}(k, j\omega) &= X \left[1 + \delta_{H_{SLC}}(\omega) + \right. \\ &\quad \left. + \zeta_x \right] Y(k) e^{-j\varphi_{SLC}^R(\omega_0)}. \end{aligned} \quad (19)$$

Абсолютная погрешность оценки (19) будет максимальна при выполнении следующих условий:

- уровень входного сигнала (3) будет соответствовать нижней границе диапазона ($X = X_{\min}$);
- вклад шума АЦП будет максимален при $X = X_{\min}$

$$\zeta_{x, \max} = \frac{4\eta^* D_x}{\pi} \quad (20)$$

и противоположен по знаку ко входному сигналу;

- АЧХ селективного преобразователя уровня $H_{SLC}(\omega)$ будет меньше расчетной $H_{SLC}^R(\omega_0)$;
- длина вектора $Y(k)$ будет минимальна (его составляющие $Y(k, j\omega_\Delta) e^{j\psi_B(\omega)}$ и $Y(k, j\omega_\Sigma) e^{-j\psi_B(\omega)}$ будут коллинеарными и направлены противоположно).

Тогда максимальную абсолютную погрешность действующего значения (2) с учетом (11), (12) и (19) можно представить в виде:

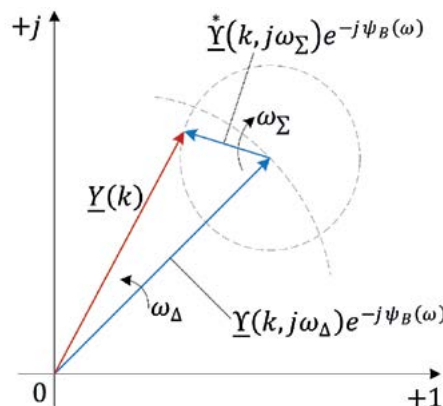


Рис. 2. Составляющие выходного сигнала оператора скользящего среднего $Y(k)$

$$\begin{aligned} \Delta \hat{X}(\omega) &= X \left[1 - \delta_{H_{SLC}}(\omega) - \zeta_{x, \max} \right] \cdot \\ &\quad \cdot \left[H_M(\omega_\Delta) - H_M(\omega_\Sigma) \right] - X. \end{aligned}$$

Следовательно, относительная погрешность оценки действующего значения будет равна

$$\begin{aligned} \delta \hat{X}(\omega) &= \frac{\Delta \hat{X}(\omega)}{X} = \left[1 - \delta_{H_{SLC}}(\omega) - \zeta_{x, \max} \right] \cdot \\ &\quad \cdot \left[H_M(\omega_\Delta) - H_M(\omega_\Sigma) \right] - 1. \end{aligned}$$

Точность оценки мощности. Оценка комплексной мощности определяется из (1) с учетом (19) и в общем случае будет содержать постоянную и переменную слагаемые

$$\hat{S}(j\omega) = \hat{S}_{const}(j\omega) + \hat{S}_{var}(k, j\omega),$$

где

$$\hat{S}_{const}(j\omega) = UI \left[1 + \delta_{H_{SLC,и}}(\omega) + \zeta_{u, \max} \right] \cdot$$

$$\begin{aligned} &\cdot \left[1 + \delta_{H_{SLC,л}}(\omega) + \zeta_{i, \max} \right] \left[H_M^2(\omega_\Delta) e^{j\varphi_B(\omega)} + \right. \\ &\quad \left. + H_M^2(\omega_\Sigma) e^{-j\varphi_B(\omega)} \right] e^{-j\varphi_{SLC}^R(\omega_0)}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{S}_{var}(k, j\omega) &= UI \left[1 + \delta_{H_{SLC,и}}(\omega) + \zeta_u \right] \cdot \\ &\quad \cdot \left[1 + \delta_{H_{SLC,л}}(\omega) + \zeta_i \right] \cdot \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} &\cdot \left[Y(k, j\omega_\Delta) Y(k, j\omega_\Sigma) e^{j[\psi_{B,и}(\omega) + \psi_{B,л}(\omega)]} + \right. \\ &\quad \left. + Y(k, j\omega_\Delta) Y(k, j\omega_\Sigma) e^{-j[\psi_{B,и}(\omega) + \psi_{B,л}(\omega)]} \right] e^{-j\varphi_{SLC}^R(\omega_0)}, \end{aligned}$$



Наумов Владимир Александрович
 В 2001 г. окончил электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова по специальности «инженер». В 2002 г. защитил магистерскую диссертацию. В 2005 г. защитил во ВНИИЭ кандидатскую диссертацию «Анализ и совершенствование продольных дифференциальных защит генераторов и блоков генератор-трансформатор». Заместитель генерального директора - технического директор ООО НПП «ЭКРА».



Солдатов Александр Вячеславович
 В 2006 г. окончил электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова по специальности «инженер». Заместитель заведующего отделом РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».

где $\varphi_B(\omega) = \psi_{B,u}(\omega) - \psi_{B,i}(\omega)$ – разность между аргументами комплексных действующих значений \underline{B}_u и \underline{B}_i трактов измерения напряжения и тока, $\varphi_{SLC}^R(\omega_0) = \varphi_{SLC,u}^R(\omega_0) - \varphi_{SLC,i}^R(\omega_0)$ – отличие расчетных ФЧХ селективных преобразователей уровня SLC тракта напряжения и тока на номинальной частоте, которое настраивается так, чтобы $\varphi_{SLC,u}^R(\omega_0) = \varphi_{SLC,i}^R(\omega_0)$.

Погрешность оценки мощности $\hat{S}(j\omega)$

$$\Delta \underline{S}(j\omega) = \hat{S}(j\omega) - \underline{S}. \quad (22)$$

Относительные погрешности оценок активной и реактивной мощности определяются из (21) и (22) как

$$\begin{aligned} \left\{ \begin{array}{l} \delta_p(\omega) \\ \delta_Q(\omega) \end{array} \right\} &= \left[1 + \delta_{H_{SLC,u}}(\omega) + \zeta_{u,max} \right] \cdot \\ &\cdot \left[1 + \delta_{H_{SLC,i}}(\omega) + \zeta_{i,max} \right] \cdot \\ &\cdot \left\langle \left[H_M^2(\omega_\Delta) \pm H_M^2(\omega_\Sigma) \right] \left\{ \begin{array}{l} \theta_c(\omega) \\ \theta_s(\omega) \end{array} \right\} \right\rangle + \\ &+ \left\{ \begin{array}{l} 2H_M(\omega_\Delta)H_M(\omega_\Sigma) \cos[2k\omega T_s + \varphi_M(\omega_\Delta) + \\ 0 \\ + \varphi_M(\omega_\Sigma) + \psi_{B,u}(\omega) + \psi_{B,i}(\omega) - \varphi] \end{array} \right\} - 1; \end{aligned} \quad (23)$$

где

$$\begin{aligned} \theta_c(\omega) &= \cos[\varphi_{SLC}(\omega) + \varphi_D(\omega)] - \\ &- \sin[\varphi_{SLC}(\omega) + \varphi_D(\omega)] \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi} - 1}, \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \theta_s(\omega) &= \sqrt{\frac{\cos^2 \varphi}{1 - \cos^2 \varphi}} \left\{ \cos[\varphi_{SLC}(\omega) + \varphi_D(\omega)] \cdot \right. \\ &\cdot \left. \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi} - 1} + \sin[\varphi_{SLC}(\omega) + \varphi_D(\omega)] \right\} - \end{aligned} \quad (25)$$

коэффициенты, учитывающие вклад в погрешность отличающегося от расчетного сдвига фаз тракта аналогово-цифрового преобразования, $\varphi_{SLC}(\omega) = \varphi_{SLC,u}(\omega) - \varphi_{SLC,i}(\omega)$ – разность ФЧХ селективных преобразователей уровня SLC тракта напряжения и тока, $\varphi_D(\omega) = \varphi_{D,u}(\omega) - \varphi_{D,i}(\omega)$ – разность смещений фаз сигналов тока и напряжения из-за сдвига отсчетов по времени. Как видно из (23), относительная погрешность оценки актив-

ной мощности имеет постоянную и переменную во времени слагаемую, а погрешность оценки реактивной мощности переменной слагаемой не имеет. Наибольшая погрешность оценки активной мощности будет, когда переменная слагаемая погрешности принимает максимальное абсолютное значение.

Зависимость θ_c от $\cos \varphi$ при разных значениях $\Delta \varphi = \varphi_{SLC}(\omega) + \varphi_D(\omega)$ приведена на рис. 3.

Зависимость θ_s получается из зависимости θ_c при зеркальном отражении относительно уровня $\theta_c = 1$.

Для упрощения расчета погрешности (23) при отклонении частоты от номинальной на рис. 4 приведены частотные характеристики суммы и разности $H_M^2(f_\Delta)$ и $H_M^2(f_\Sigma)$ при частоте дискретизации $f_s = 1200$ Гц (рис. 4).

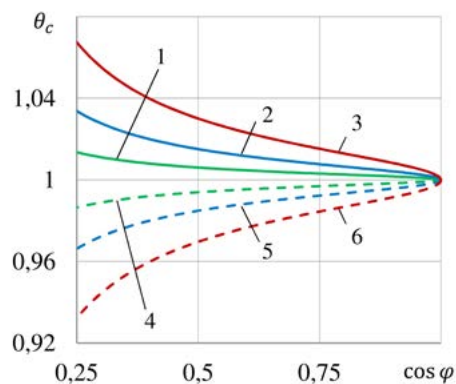


Рис. 3. Зависимость θ_c от $\cos \varphi$ при разных значениях $\Delta \varphi = \varphi_{SLC} + \varphi_D$: 1 - при $\Delta \varphi = -0,2^\circ$; 2 - при $\Delta \varphi = -0,5^\circ$; 3 - при $\Delta \varphi = -1^\circ$; 4 - при $\Delta \varphi = 0,2^\circ$; 5 - при $\Delta \varphi = 0,5^\circ$; 6 - при $\Delta \varphi = 1^\circ$

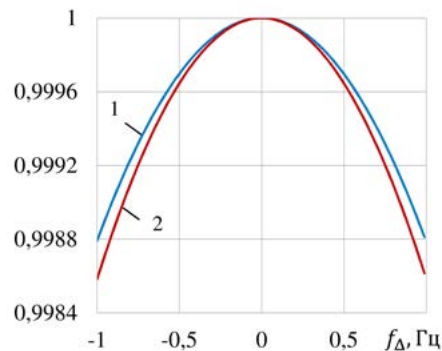


Рис. 4. Зависимости $H_M^2(f_\Delta) + H_M^2(f_\Sigma)$ (кривая 1) и $H_M^2(f_\Delta) - H_M^2(f_\Sigma)$ (кривая 2) от отклонения частоты сигналов от номинальной частоты f_Δ при частоте дискретизации $f_s = 1200$ Гц



**Иванов
Николай Геннадьевич**

В 2013 г. окончил кафедру ТОЭ и РЗА электроэнергетического факультета ЧГУ им. И.Н. Ульянова, получил степень магистра техники и технологии по направлению «Электроэнергетика и электротехника». Инженер 2 категории отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



**Митин
Дмитрий Александрович**

Обучается по специальности «Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем» факультета энергетики и электротехники ЧГУ им. И.Н. Ульянова. Техник отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».

Пример. Проиллюстрируем применение изложенной методики для оценки точности ИО мощности цифровой системы.

Исходные данные:

рабочий диапазон сигнала для тракта тока: $0,01I_{\text{ном}} \div 1,2I_{\text{ном}}$ А ($I_{\text{мин}} = 0,01I_{\text{ном}}$ А; $I_{\text{макс}} = 1,2I_{\text{ном}}$ А);

рабочий диапазон сигнала для тракта напряжения: $0,1U_{\text{ном}} \div 1,2U_{\text{ном}}$ В ($U_{\text{мин}} = 0,1U_{\text{ном}}$ В; $U_{\text{макс}} = 1,2U_{\text{ном}}$ В);

номинальная частота входных сигналов 50 Гц ($f_0 = 50$ Гц);

рабочий диапазон частоты входных сигналов ± 1 Гц ($\Delta f = \pm 1$ Гц);

относительное отклонение АЧХ селективного преобразователя уровня SLC от расчетной для тракта напряжения и тока на номинальной частоте $0,1\% \left[\delta_{H_{SLC,i}}(\omega_0) = \delta_{H_{SLC,j}}(\omega_0) = 0,1\% \right]$;

максимальное относительное отклонение АЧХ селективного преобразователя уровня SLC от расчетной для тракта напряжения и тока в рабочем диапазоне частот $0,2\% \left[\delta_{H_{SLC,i}}^{\text{макс}}(\omega_0 \pm \Delta\omega) = \delta_{H_{SLC,j}}^{\text{макс}}(\omega_0 \pm \Delta\omega) = 0,2\% \right]$;

различие ФЧХ селективных преобразователей уровня SLC тракта напряжения и тока на номинальной частоте $0,01^\circ \left[\varphi_{SLC}(\omega_0) = 0,01^\circ \right]$;

максимальное различие ФЧХ селективных преобразователей уровня SLC тракта напряжения и тока в рабочем диапазоне частот $0,02^\circ \left[\varphi_{SLC}^{\text{макс}}(\omega_0 \pm \Delta\omega) = 0,02^\circ \right]$;

разность смещений фаз сигналов тракта напряжения и тока из-за сдвига отсчетов по времени на номинальной частоте $0,36^\circ \left[\varphi_D(\omega_0) = 0,36^\circ \right]$;

максимальная разность смещений фаз сигналов тракта напряжения и тока из-за сдвига отсчетов по времени на частоте $0,4^\circ \left[\varphi_D^{\text{макс}}(\omega_0 + \Delta\omega) = 0,4^\circ \right]$;

число значащих разрядов АЦП 15 ($r = 15$);
погрешность АЦП не превышает 3 квантов для тракта тока и напряжения ($\eta = 3$);
коэффициент мощности $0,8 (\cos \varphi = 0,8)$.

Расчет погрешности:

вклад шума в оценки комплексного действующего значения тока и напряжения (20):
 $\zeta_{u,\text{макс}} = 0,0014$, $\zeta_{i,\text{макс}} = 0,014$;

квадраты АЧХ операторов скользящего среднего $H_M^2(f_\Delta)$ и $H_M^2(f_\Sigma)$ для максималь-

ного отклонения частоты от номинала (12) (для $f_s = 1200$ Гц можно воспользоваться (рис. 4):

$$H_M^2(f_\Delta) = 0,9987, H_M^2(f_\Sigma) = 0,0001;$$

коэффициенты (24) и (25) на номинальной частоте $\theta_c(\omega_0) = 0,9951$, $\theta_s(\omega_0) = 0,9914$ и при отклонении частоты $\theta_c(\omega_0 + \Delta\omega) = 0,9945$, $\theta_s(\omega_0 + \Delta\omega) = 0,9902$;

погрешность оценки активной и реактивной мощности на номинальной частоте (23):
 $\delta_P = 2,22\%$, $\delta_Q = 2,58\%$;

погрешность оценки активной и реактивной мощности при отклонении частоты (23):
 $\delta_P = 2,61\%$, $\delta_Q = 2,84\%$.

Выводы

Изложенная методика позволяет оценить точность цифровых измерительных органов мощности еще на этапе их проектирования и показывает основные пути повышения точности, заключающиеся в:

- уменьшении отклонения частотных характеристик преобразователей уровня входных сигналов от расчетных;
- повышении разрядности и снижении уровня шума АЦП;
- повышении частоты опроса каналов АЦП при использовании одного АЦП для измерения нескольких сигналов.

Литература:

1. Розенблюм Ф.М. Измерительные органы противоаварийной автоматики энергосистем. – М.: Энергоиздат. – 1981.
2. Бенин В.Л. Погрешности измерительных преобразователей мощности на квадраторах // Электричество. – 1968. – №11. – С. 39-42.
3. Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Егоров Н.В. Оценка гармонической электрической величины на фоне преобладающего гармонического спектра шума // Электричество. – 2014. – №5. – С. 29-33.
4. Антонов В.И., Сидиряков Е.В., Шевцов В.М. Выбор частоты дискретизации и разрядности аналого-цифрового преобразователя в цифровых системах релейной защиты // Электротехника. – 1993. – №4. – С. 56-59.
5. Лямец Ю.Я., Ильин В.А. Погрешности замера параметров по ортогональным составляющим электрических величин при аддитивных помехах // Изв. вузов. Электромеханика. – 1988. – №10. – С. 33-38.
6. Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Фомин А.И. Алгоритмы Фурье для быстродействующих цифровых защит // Сб. тез. и докл. Междунар. научно-практ. конф. и выставки «Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем России» (РЕЛАВЭКСПО - 2012), Чебоксары. – 17-20 апреля 2012 г. – С. 75-76.
7. Warichet J., Sezi T., Maun J.-C. A Synchrophasor Measurement Algorithm Suitable for Dynamic Applications // Proc. Of 16th Power Systems Computation Conference, Glasgow, Scotland, July 14-18, 2008.