

05.11.16

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ, ОСНОВАННОГО НА НИЗКОЧАСТОТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ КВАДРАТА ОТСЧЕТОВ

А.А. Дементьева, А.Н. Серов

Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва

В настоящее время повышение точности измерения действующих значений напряжений, токов, мощности и энергии занимает важное место, так как это способствует рациональному использованию энергоресурсов. Задача измерения полной мощности сводится к решению задачи измерения среднего квадратического значения (СКЗ) тока и напряжения. В настоящее время для измерения СКЗ применяются преимущественно цифровые методы. В данной статье рассмотрен цифровой метод измерения полной мощности однофазной цепи переменного тока промышленной частоты, основанный на цифровой фильтрации квадрата отсчетов входного сигнала. Преимуществом измерения полной мощности предлагаемым методом измерения, является то, что он применим как к синусоидальному, так и к полигармоническому сигналу. Реализация цифровых методов предполагает использование аналого-цифровых преобразователей (АЦП) для получения отсчетов входного сигнала в цифровом виде. Функция преобразования реального АЦП неидеальна: имеет место аддитивные, мультипликативные и нелинейные составляющие погрешности, которые имеют различные коэффициенты влияния на погрешность измерения СКЗ. В работе показано, что аддитивная составляющая практически не влияет на погрешность измерения СКЗ, а мультипликативная составляющая погрешности функции преобразования АЦП линейно связана с погрешностью измерения СКЗ. В работе на основе пакета Simulink спроектирована схема имитационного моделирования цифрового измерительного преобразователя для определения полной мощности. Определены требования к применяемому цифровому фильтру. Проанализированы аналитические выражения для оценки погрешности измерения СКЗ предлагаемым методом измерения. Выполнено имитационное моделирование с целью определения погрешности метода измерения полной мощности для номинального значения частоты.

Ключевые слова: полная мощность, погрешность измерения, среднее квадратическое значение, цифровая фильтрация, аналого-цифровой преобразователь, нелинейность функции преобразования.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время повышение точности измерения действующих значений напряжений, токов, а также параметров электрической мощности и энергии занимает важное место, так как это способствует рациональному использованию энергоресурсов. Задача измерения полной мощности является актуальной задачей для многих отраслей знаний и технологий. Особую актуальность приобретают вопросы разработки и исследования цифровых методов измерения. Задача измерения полной мощности сводится к задаче измерения среднего квадратического значения (СКЗ) напряжения и тока. Согласно нормативному документу ГОСТ Р 8.655–2009, предел допускаемой относительной погрешности измерения полной мощности δS составляет $\pm 1,5\%$. Согласно требованиям действующих нормативных документов ГОСТ Р 8.655–2009, ГОСТ Р 51317.4.30 – 2008 и ГОСТ Р 51317.4.7–2008, требования к погрешности измерения полной мощности следующие: диапазон измерения $(0,05 — 1,5)I_n U_n$, время усреднения 60 с. Для случая диапазона изменения СКЗ входного тока в пределах $0,01I_n \leq I < 1,5I_n$, где U_n, I_n – номинальное среднее-квадратическое значение напряжения и тока соответственно.

ОПИСАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ СКЗ

Согласно определению, полная мощность – это величина, равная произведению действующих значений периодического электрического тока в цепи и напряжения на её зажимах [1]:

$$S = U \cdot I, \quad (1)$$

где U, I – СКЗ напряжения и тока соответственно.

В соответствии с определением, СКЗ напряжения (СКЗ тока определяется аналогично) синусоидального сигнала определяется выражением:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt}, \quad (2)$$

где T – время усреднения, кратное периоду сигнала; $u(t)$ – сигнал напряжения.

Полная мощность имеет практическое значение, как величина, описывающая нагрузки, фактически налагаемые потребителем на элементы подводящей электросети. Полная мощность показывает максимальную электрическую мощность, которую поставщик может передать потребителю. Часть полной мощности, переданная в нагрузку, называется активной мощностью – необратимый расход энергии, который может уйти как на потери (нагрев проводов и изоляторов), так и на пользу: полезный нагрев, преоб-

разование в другие виды энергии (совершение работы), излучение радиопередатчика, передача в другую цепь и т.п. Мощность, которая не была передана в нагрузку, а привела к потерям на нагрев и излучение, называется реактивной мощностью – это энергия, перекачиваемая от источника на реактивные элементы приёмника (индуктивности, конденсаторы, обмотки двигателей), а затем возвращаемая этими элементами обратно в источник в течение одного периода колебаний, отнесённая к этому периоду [1]. Для полигармонического сигнала полная мощность определяется выражением:

$$S = \sqrt{\sum_{k=1}^K U_k^2 \sum_{k=1}^K I_k^2}, \quad (3)$$

где K – число гармоник; U_k, I_k – СКЗ k -ой гармоники напряжения и тока соответственно [2].

Связь полной мощности S с активной P и реактивной Q мощностями описана так называемым уравнением «баланса мощностей»:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad (4)$$

где $P = U \cdot I \cdot \cos\varphi$, $Q = U \cdot I \cdot \sin\varphi$, U, I – СКЗ напряжения и тока синусоидальной формы; φ – угол сдвига фаз между ними.

Важно отметить, что выражение (4) справедливо только для сигналов синусоидальной формы. Существует подход, позволяющий определять значения параметров электрической мощности путем измерения комплексных спектров напряжения и тока с помощью дискретного преобразования Фурье [2]–[4].

Согласно нормативному документу ГОСТ Р 8.655–2009, полная мощность имеет следующие параметры:

- 1) Полная мощность основной спектральной компоненты;
- 2) Полная мощность в заданном диапазоне частот с учетом гармоник;
- 3) Полная мощность отдельных гармоник.

В данной статье мы рассматриваем метод измерения полной мощности для случая полигармонического сигнала, который позволяет определять полную мощность в заданном диапазоне частот. Если необходимо определить полную мощность для какой-то отдельной спектральной компоненты, то перед применением алгоритма измерения СКЗ требуется ее выделить, используя фильтр нижних частот (ФНЧ) – для полной мощности основной компоненты или полосно-пропускающий фильтр (ППФ) – для полной мощности гармоник. От параметров фильтра, и, соответственно, качества фильтрации, будет зависеть погрешность измерения полной мощности и влияние других спектральных компонент.

На рис. 1 показана структурная схема устройства, предназначенного для реализации измерения полной мощности. Применяются два измерительных канала – соответственно для преобразования входного тока и

входного напряжения полигармонической формы. Возможно использование различных подходов для организации первичного преобразователя для канала измерения тока (ППТ), а именно: токовые шунты, трансформаторы тока, датчик Холла, пояс Роговского и др. Сигнал, поданный на вход устройства, сначала подвергается обработке с помощью масштабирующего устройства (МУ). Масштабирующее устройство предназначено для преобразования амплитудного значения входного сигнала таким образом, чтобы оно приблизилось к входному диапазону аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Далее, приведенный к необходимому амплитудному значению сигнал, поступает на аналоговый фильтр (АФ) – фильтр нижних частот (ФНЧ), который обеспечивает подавление шума и необходимое выполнение теоремы Котельникова, т.е. удалит спектральные компоненты, которые выше половины частоты дискретизации ($f > 0,5f_s$). Затем сигнал поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), который позволяет перевести аналоговую величину в цифровой код. Далее цифровой код поступит на цифровое вычислительное устройство – микроконтроллер (МК), и будет обработан согласно реализуемому алгоритму обработки. Используемый алгоритм предназначен для определения значения полной мощности входного сигнала полигармонической формы. Для повышения безопасности прибора можно реализовать гальваническую развязку между каналами и аналоговой и цифровой частями устройства в виде цифрового устройства гальванической развязки.

Для измерения СКЗ наиболее популярен метод, основанный на суммировании квадратов отсчетов входного сигнала за время, пропорциональное его периоду. Этот метод подходит для измерения полигармонического сигнала, но имеет существенный недостаток – девиация частоты входного сигнала вызывает большую погрешность измерения как СКЗ, так и полной мощности. Поэтому возникает задача исследования альтернативного метода измерения СКЗ, более подходящего для измерения в условиях девиации частоты сигнала и наличия неосновных гармоник. Одним из таких подходов является метод, основанный на цифровой низкочастотной фильтрации квадрата отсчетов входного сигнала [5].

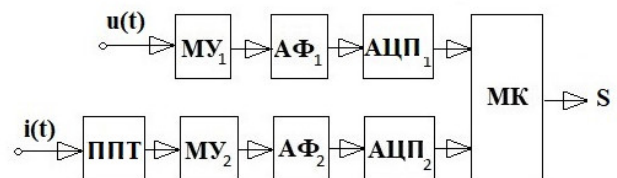


Рис. 1. Структурная схема цифрового измерительного устройства

Алгоритм измерения СКЗ методом цифровой фильтрации следующий: входной сигнал напряжения

возводится в квадрат, затем подвергается фильтрации для того, чтобы устранить спектральные составляющие, выделив тем самым полезный сигнал. Из полученного выражения извлекается квадратный корень, что позволяет получить значение СКЗ напряжения. Значение СКЗ тока определяется аналогично.

Рассмотрим описанный алгоритм на примере полигармонического входного сигнала, отсчеты которого определяются следующим выражением:

$$u[n] = \sum_{i=1}^N U_{m,i} \sin(\omega_i n + \alpha_i), \quad (5)$$

где N – число спектральных составляющих входного сигнала; n – номер отсчета; $\omega_i = 2\pi f_i / f_s$ – нормированная угловая частота i -ой спектральной компоненты входного сигнала; f_i – частота i -ой спектральной компоненты; f_s – частота дискретизации; $U_{m,i}$ – амплитудное значение i -ой спектральной компоненты; α_i – начальная фаза i -ой спектральной компоненты.

Для определения спектрального состава сигнала $u[n]^2$ рассмотрим его запись во временной области, для этого возведем в квадрат выражение (5) [5]:

$$\begin{aligned} 2u^2[n] = & \sum_{i=1}^N U_{m,i}^2 (1 - H(2\omega_i) \cdot \\ & \cdot \cos(2\omega_i n + 2\alpha_i + \varphi(2\omega_i))) + \\ & + \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} U_{m,k} H(\omega_i - \omega_k) \cdot \\ & \cdot \cos((\omega_i - \omega_k)n + (\alpha_i - \alpha_k + \varphi(\omega_i - \omega_k))) - \\ & - \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} U_{m,k} H(\omega_i + \omega_k) \cdot \\ & \cdot \cos((\omega_i + \omega_k)n + (\alpha_i + \alpha_k + \varphi(\omega_i + \omega_k))), \end{aligned} \quad (6)$$

Нулевая частотная компонента сигнала (постоянная составляющая сигнала) $u^2[n]$ является полезным сигналом, а остальные спектральные составляющие $u^2[n]$ относятся к помехе.

Спектр сигнала $u^2[n]$ содержит спектральные компоненты от нулевой частоты (постоянная составляющая) до частоты $2\omega_{max}$ (где ω_{max} – верхняя граница спектра входного сигнала). Для выделения полезной информативной составляющей сигнала $u^2[n]$ может быть применен фильтр нижних частот (ФНЧ). Подходящий для решения поставленной задачи фильтр должен обладать следующими особенностями: коэффициент передачи фильтра для спектральной компоненты нулевой частоты спектральной компоненты равен 1; коэффициент передачи фильтра для всех переменных спектральных компонент равен нулю.

В случае применения идеального фильтра нижних частот (ФНЧ) помеха будет полностью подавлена и СКЗ полигармонического сигнала может быть найдено согласно выражению:

$$u[n] = \sqrt{F_{LP}(u^2[n])} = \sqrt{0,5 \sum_{i=1}^N U_{m,i}^2}, \quad (7)$$

где $F_{LP}(\dots)$ – операция низкочастотной фильтрации.

Если коэффициент передачи применяемого ФНЧ для частоты полезного сигнала отличен от единицы, то СКЗ следует рассчитывать по формуле:

$$u[n] = \sqrt{\frac{F_{LP}(u^2[n])}{H(0)}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N U_{m,i}^2}{2H(0)}}, \quad (8)$$

где $H(0)$ – коэффициент передачи по постоянному току применяемого фильтра нижних частот (ФНЧ).

Для произвольных начальных фаз входных сигналов максимальное значение погрешности СКЗ при неединичном значении коэффициента передачи $H(0)$ определяется зависимостью:

$$\begin{aligned} |\Delta u[n]|_{max} \cong & \frac{\sum_{i=1}^N U_{m,i}^2 H(2\omega_i)}{4H(0)U} + \\ & + \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} U_{m,k} (H(\omega_i - \omega_k) + H(\omega_i + \omega_k))}{4H(0)U} \end{aligned} \quad (9)$$

где U – истинное значение СКЗ входного сигнала $u[n]$.

Если СКЗ входного сигнала переменен во времени, то вместо $H(0)$ следует использовать значение АЧХ фильтра на частоте изменения его СКЗ.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

На рис. 4 изображена схема моделирования метода определения полной мощности с помощью фильтрации. Схема выполнена с помощью программного пакета Matlab/Simulink. Было рассмотрено 2 типа фильтров: КИХ – фильтр с конечной импульсной характеристикой с использованием окна Кайзера и БИХ – фильтр с бесконечной импульсной характеристикой. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) используемых в моделировании фильтров представлены далее: на рис. 2 показана АЧХ БИХ фильтра, на рис. 3 – АЧХ КИХ фильтра. Схема моделирования измерительного преобразователя СКЗ, выполненная в программном пакете Simulink показана на рис. 4.

Как показывают результаты имитационного математического моделирования, максимальная погрешность измерения полной мощности для номинального значения частоты составляет 0,33 %. Значение получено при использовании БИХ фильтра Баттерворта второго порядка.

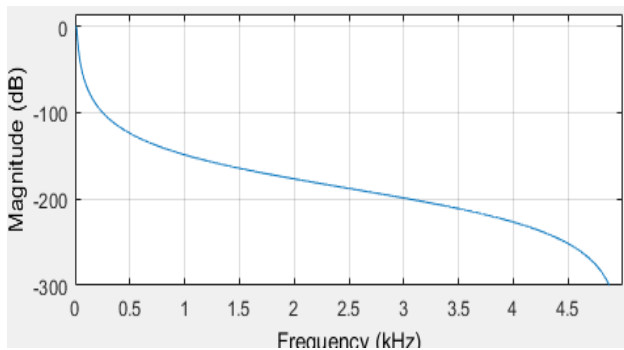


Рис.2. АЧХ используемого фильтра БИХ 2-го порядка

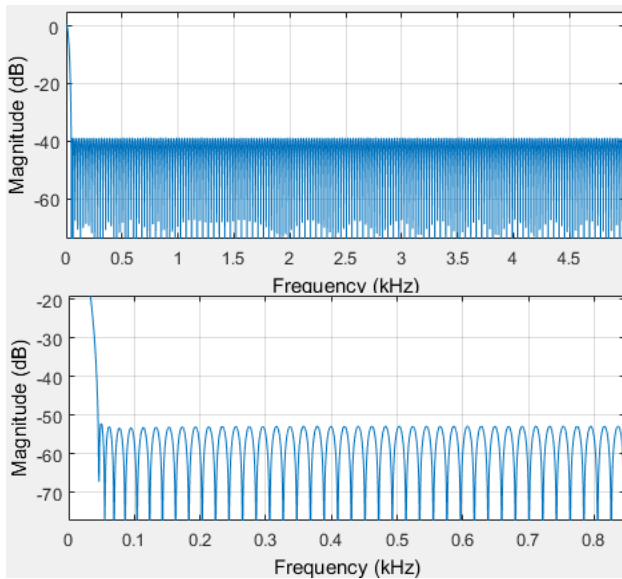


Рис.3. АЧХ используемого фильтра КИХ 405-го порядка

Параметры применяемого фильтра: граница полосы пропускания – 10 Гц; граница полосы заграждения – 45 Гц; минимальное затухание в полосе заграждения – 40 дБ; максимальная неравномерность в полосе пропускания – 1 дБ. Частота дискретизации принята равной 10 кГц. Аналитическое соотношение (9) для расчета максимального значения погрешности СКЗ справедливо для любого типа фильтра.

ВЛИЯНИЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОГРЕШНОСТИ

Одной из решаемых задач при выполнении измерения СКЗ является расчёт инструментальных составляющих погрешностей, вызванных неидельностью измерительного канала. Все погрешности, вызванные неидельностью составных частей измерительного канала можно разделить на следующие: аддитивная, мультипликативная и погрешность линейности. С учётом этих составляющих погрешности выходной сигнал АЦП принимает вид:

$$u_r[n] = u[n] + \Delta_a + \delta_m u[n] + \Delta_l(u[n]), \quad (10)$$

где Δ_a – аддитивная погрешность, δ_m – мультипликативная погрешность, Δ_l – погрешность линейности.

Рассмотрим влияние каждой из перечисленных погрешностей:

1) Влияние аддитивной погрешности:

$$u_r^2[n] = (u[n] + \Delta_a)^2 = u[n]^2 + 2u[n]\Delta_a + \Delta_a^2, \quad (11)$$

С учётом реализуемого алгоритма измерения справедливо следующее равенство:

$$F_{LP}(u_r^2[n]) = F_{LP}(u[n]^2) + F_{LP}(2u[n]\Delta_a) + F_{LP}(\Delta_a^2), \quad (12)$$

В полученном выражении (12) первое слагаемое даёт низкочастотную компоненту и некоторую погрешность, вызванную неидельностью операции низкочастотной фильтрации. Второе слагаемое устремляется к нулю (благодаря применению низкочастотного фильтра). Последнее слагаемое даёт вклад аддитивной составляющей погрешности, тогда погрешность измерения СКЗ от аддитивной составляющей для данного метода измерения будет определяться выражением (без учета конечного подавления ФНЧ в полосе заграждения):

$$\Delta_{U,a} = 0.5\Delta_a^2 U, \quad (13)$$

Поскольку обычно значение аддитивной составляющей мало по сравнению с измеряемой величиной, то мы можем им пренебречь.

2) Влияние мультипликативной составляющей:

$$u_r[n]^2 = (u[n] + \delta_m u[n])^2 = u[n]^2 + 2\delta_m u[n]^2 + 2\delta_m^2 u[n]^2. \quad (14)$$

$$F_{LP}(u_r^2[n]) = F_{LP}(u[n]^2) + F_{LP}(2\delta_m u[n]^2) + F_{LP}(2\delta_m^2 u[n]^2). \quad (15)$$

Первое слагаемое в выражении (15) – истинное значение с некоторой погрешностью, вызванной неидельностью операции низкочастотной фильтрации. Последнее слагаемое устремляется к нулю (благодаря применению низкочастотного фильтра), а второе слагаемое даёт вклад мультипликативной составляющей погрешности. Тогда погрешность измерения СКЗ от мультипликативной составляющей для данного метода будет определяться выражением:

$$\delta_{U,m} = \delta_m F_{LP}(u[n]^2) = (1 + \delta_m) U_{RMS}, \quad (16)$$

$$\delta_{U,m} = U \sqrt{1 + 2\delta_m} \cong U(1 + \delta_m), \quad (17)$$

3) Влияние погрешности линейности:

Из-за неидельности функции преобразования АЦП, входной сигнал в виде синусоидального сигнала, на выходе представлен полигармоническим. Следовательно, возникает отклонение основной спектральной компоненты и появляются мнимые спектральные компоненты. Для идеального АЦП зависимость выходного сигнала (кода) от входного в приведенном виде:

$$u_r[n] = u[n], \quad (18)$$

но для реального АЦП, из-за наличия погрешности линейности имеет место следующая зависимость:

$$u_r[n] = u[n] + A_2 u[n]^2 + \dots + A_N u[n]^N, \quad (19)$$

где A_2, A_3, A_N – коэффициенты аппроксимирующего полинома, определяются формой нелинейности АЦП и могут быть получены экспериментальным путем (спектральный или гистограммный метод) по форме нелинейности АЦП [6]–[7].

Тогда выходной сигнал АЦП для случая синусоидального входного сигнала с учетом погрешности линейности функции преобразования АЦП принимает вид:

$$u_r[n] = u[n](1 + \delta_1) + B_2 U_m \sin(\omega_1 t + \alpha_2) + \dots + B_N U_m \sin(N\omega_1 t + \alpha_N), \quad (20)$$

где δ_1 – отклонение основной спектральной компоненты; ω_1 – значение угловой частоты входного сигнала, приведенное к частоте дискретизации; $B_2 \div B_N$ – коэффициенты амплитудных значений гармоник выходного сигнала (кода) АЦП, вызванных нелинейностью АЦП.

Рассмотрим влияние одной (на примере второй) спектральной составляющей:

$$u_r[n]^2 = u[n]^2 + B_2^2 U_m^2 \sin^2(\omega_2 n + \alpha_2) + 2u[n]B_2 U_m \sin(\omega_2 n + \alpha_2). \quad (21)$$

После применения низкочастотной фильтрации выражение (21) принимает вид:

$$U_{mes} = F_{LP}(u[n]^2) + F_{LP}(B_2^2 U_m^2 \sin^2(\omega_2 n + \alpha_2)) + F_{LP}(2u[n]B_2 U_m \sin(\omega_2 n + \alpha_2)). \quad (22)$$

Второе и третье слагаемые, в выражении (22) стремятся к нулю. Таким образом, наличие гармоник в выходном сигнале АЦП слабо влияет на погрешность измерения СКЗ. Основное влияние на погрешность измерения СКЗ оказывает отклонение основной спектральной компоненты. Влияние погрешности линейности для случая синусоидального входного сигнала может быть сведено к алгоритму расчёта мультипликативной составляющей погрешности, вызванной отклонением основной спектральной компоненты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод измерения СКЗ и полной мощности, основанный на цифровой фильтрации квадрата отсчетов входного сигнала применим как для синусоидального сигнала, так и для полигармонического сигнала. Показано, что погрешность измерения СКЗ и полной

мощности рассматриваемым методом практически не зависит от аддитивных инструментальных составляющих измерительных каналов. Получено аналитическое выражение, позволяющее связать погрешности измерения СКЗ и полной мощности от параметров применяемых низкочастотных фильтров. Предложены способы снижения погрешности за счет уменьшения неравномерности фильтра в полосе пропускания и минимального затухания в полосе заграждения. Рассматриваемый метод позволяет уменьшить время выполнения измерения и снизить составляющую погрешности измерения, вызванной девиацией частоты входного сигнала и наличием гармоник, по сравнению с широко используемым методом усреднения квадрата отсчетов сигнала.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Электрическая мощность, URL: <http://wikipedia.org/>
2. Михалин С.Н., Геворкян В.М. Проблемы цифровой обработки сигналов в системе автоматизированного контроля качества и учета количества электроэнергии (АСКУЭ), Вестник МЭИ, №1, С. 86-92, 2005.
3. Lima M., de Carvalho J., Courty D., Cerqueira A., Duque C. "A method of Dynamic Resampling for DFT-based harmonic analysis under time-varying frequency conditions," Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010, pp. 1–6, 2010.
4. Ferrero A., Ottoboni R. High accuracy Fourier analysis based on synchronous sampling techniques, IEEE transactions on instrumentation and measurement, Vol. 41, issue 6, pp. 780–785, 1992.
5. A. Serov, A. Shatokhin, A. Novitskiy, D. Westermann "Investigation of the method of RMS measuring based on the digital filtration of the square of samples," 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP-2018), Year: 2018, Pp.: 1 – 5.
6. P. Suchanek, D. Slepicka, V. Haasz. "Several approaches to ADC transfer function approximation and their application for ADC nonlinearity correction," Metrology and Measurement Systems, vol. 15, no. 4, pp. 501–511, 2008.
7. P. Suchanek, D. Slepicka, V. Haasz. "Experimental Verification of Different Models of the ADC Transfer Function," 13th Workshop on ADC Modelling and Testing, 2008, [cd-rom].

Дементьева Анна Александровна – студентка кафедры Информационно-измерительной техники, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», тел. +7(495)3627214, e-mail: DementyevaAA@mpei.ru.

Серов Андрей Николаевич – к.т.н., доцент кафедры Информационно-измерительной техники, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», тел. +7(495)3627214, e-mail: SerovAN@mpei.ru.

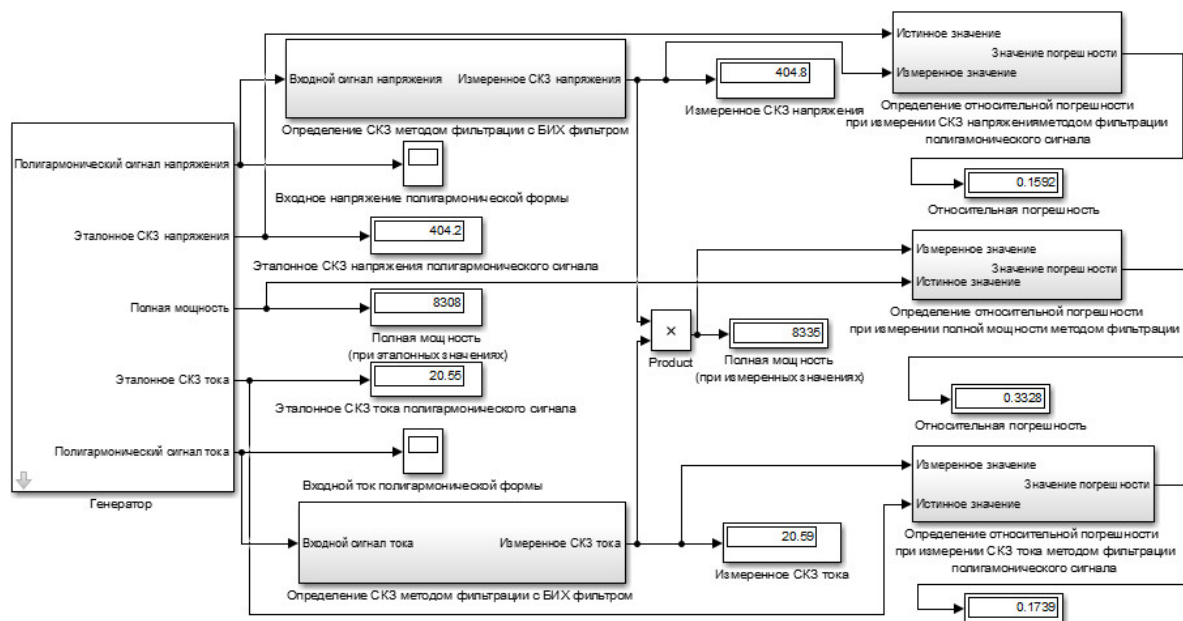


Рис. 4. Схема моделирования измерительного преобразователя СКЗ, выполненная в программном пакете Simulink

RESEARCH OF A MEASUREMENT METHOD OF THE APPARENT POWER WITH AN APPLICATION OF LOW-PASS FILTER TECHNIQUE

A.A. Dementeva, A.N. Serov

National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow

Currently, improving of measurement accuracy of parameters of voltages, currents, power and energy occupies an important place, as it contributes to the rational use of energy resources. The problem of measuring of the apparent power is reduced to solving the problem of measurement of the root mean square value (RMS) of current and voltage. At present, digital methods are mainly used for RMS measurement. This article describes a digital method of measuring the apparent power of a single-phase power grids, based on digital filtration of the square of the input signal samples. The advantage of measuring of the total power by the proposed measurement method is that it is applicable to sinusoidal and polyharmonic signals. The implementation of digital methods presupposes the use of analog-to-digital converters (ADCs) to obtain the samples of the input signal in digital form. The conversion function of the real ADC is not ideal: there are additive, multiplicative and nonlinear correlating errors that have different coefficients of influence on the error of RMS measurement. It is shown that the additive component practically does not affect the error of RMS measurement, and the multiplicative component of the error of the ADC conversion function is linearly related to the error of RMS measurement. In the work on the basis of Simulink software package the scheme of simulation of digital measuring Converter for determination of apparent power is designed. Requirements to the applied digital filter are defined. Analytical expressions for estimation of measurement error of RMS by the proposed measurement method are analyzed. Simulation modeling with the purpose of determining the error of the apparent power measurement method for the nominal frequency value is performed.

REFERENCES

1. A. Serov, A. Shatokhin, A. Novitskiy, D. Westermann "Investigation of the method of RMS measuring based on the digital filtration of the square of samples," 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP-2018), Year: 2018, Pp.: 1 – 5.
2. Electric power, URL: <http://wikipedia.org/>
3. S. N. Mikhailin, V. M. Gevorkyan. "The problems of digital processing of signals in the system of automated power quality control and accounting quantity of electricity (ASQAE)," MPEI Vestnik, no. 1, pp. 86-92, 2005.
4. Lima M., de Carvalho J., Courty D., Cerqueira A., Duque C. "A method of Dynamic Resampling for DFT-based harmonic analysis under time-varying frequency conditions," Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010, pp. 1–6, 2010.
5. Ferrero A., Ottoboni R. High accuracy Fourier analysis based on synchronous sampling techniques, IEEE transactions on instrumentation and measurement, Vol. 41, issue 6, pp. 780–785, 1992.
6. P. Suchanek, D. Slepicka, V. Haasz. "Several approaches to ADC transfer function approximation and their application for ADC nonlinearity correction," Metrology and Measurement Systems, vol. 15, no. 4, pp. 501–511, 2008.
7. P. Suchanek, D. Slepicka, V. Haasz. "Experimental Verification of Different Models of the ADC Transfer Function," 13th Workshop on ADC Modelling and Testing, 2008, [cd-rom].

Dementeva Anna Aleksandrovna – student at the department of Information and Measurement Technique, National Research University "Moscow Power Engineering Institute", +7 (495)3627214, e-mail: DementyevaAA@mpei.ru.

Serov Andrey Nikolaevich – lecturer at the department of Information and Measurement Technique, National Research University "Moscow Power Engineering Institute", +7 (495)3627214, e-mail: SerovAN@mpei.ru.