

ПРИМЕНЕНИЕ КВАДРАТУРНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

А.Р. Сенченко, А.Н. Серов

Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», г. Москва

В настоящее время среди параметров сигналов электрических сетей наибольший интерес представляют такие параметры, как среднеквадратическое значение (СКЗ), частота, амплитудный спектр, активная, реактивная и полная мощности. Поскольку большинство нагрузок таких сетей, как правило, нелинейные, то происходит искажение формы сигналов напряжения и, в большей степени, тока. Реальные напряжение и ток относятся к классу полигармонических сигналов: содержат спектральные составляющие (гармоники), кратные основной частоте сигнала. Известные методы измерения СКЗ, амплитудного спектра, активной, реактивной и полной мощности гармоник для случая полигармонических сигналов основаны на определении комплексных спектров напряжения и тока. В работе рассмотрено измерение спектра электрических сигналов методом квадратурной демодуляции. В случае применения данного метода измерения, основными источниками погрешности измерения параметров сигнала являются: неидеальности амплитудно-частотной характеристики выходного фильтра демодулятора, наличие гармоник в спектре сигнала, отклонение частоты входного сигнала от номинального значения. В данной работе рассмотрено влияние использованных фильтров различных типов (БИХ-, КИХ- и каскадно-гребенчатых) на значение погрешности измерения амплитудного спектра. Выполнено имитационное моделирование в программах Matlab и Simulink. Получены результаты имитационного моделирования для каждого из рассмотренных типов фильтров для следующих случаев: входных сигналы – синусоидальные; входных сигналы – полигармонические; входных сигналы – синусоидальные с искажением белым шумом. Для случая синусоидальных входных сигналов рассмотрено влияние отклонения частоты входного сигнала от номинального значения. Выполнено сравнение использованных фильтров с точки зрения сложности реализации и погрешности измерения. Показано, что среди рассмотренных фильтров наименьшей погрешности измерения амплитудного спектра удастся достичь при применении интеграторов-гребенчатых фильтров (ИГФ). Данный тип фильтра также является наиболее простым с точки зрения аппаратной реализации (среди рассмотренных типов фильтров). Рассмотрена возможность применения дополнительного КИХ фильтра-компенсатора для повышения точности измерения.

Ключевые слова: спектр электрических сигналов, квадратурная демодуляция, цифровая фильтрация, интеграторы-гребенчатые фильтры.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, наиболее распространенный метод для определения спектра электрических сигналов основан на применении дискретного преобразования Фурье (ДПФ) или популярного алгоритма его реализации – быстрого преобразования Фурье (БПФ) [1-2]. В измерениях для электроэнергетики наибольший интерес представляют первые три гармоники – то есть, нет необходимости в выделении всех гармоник спектра сигналов, достаточно лишь преобладающих спектральных компонент. Для решения этой задачи подходят прямая реализация ДПФ, реализация ДПФ с помощью алгоритма Герцеля, алгоритм БПФ либо альтернативный подход – метод квадратурной демодуляции [3-6]. В то время, как точность ДПФ сильно зависит от отклонения частоты входного сигнала от номинальной, метод квадратурной демодуляции позволяет уменьшить погрешность, вызванную данным фактором, за счет правильного выбора параметров цифрового выходного фильтра квадратурного демодулятора.

Суть метода квадратурной демодуляции заключается в выделении из входного сигнала комплексных спектральных компонент путем перемножения входного сигнала с ортогональными гармоническими сигналами частотой ω_0 и последующей низкочастотной

фильтрацией. В случае синусоидального сигнала данное произведение представляет собой сумму двух составляющих: полезной с частотой $(\omega - \omega_0)$, и сигнала помехи с частотой $(\omega + \omega_0)$. Частоту опорного сигнала следует выбрать равной частоте исследуемого сигнала, тогда в отсутствие разности частот полезная составляющая будет являться постоянным сигналом, а помеха – сигналом с удвоенной частотой. Полезную составляющую можно выделить путем применения фильтра нижних частот (ФНЧ). Выходной сигнал демодулятора – комплексный сигнал, который может быть использован для получения значений амплитуды, фазы и частоты исследуемой гармоники входного сигнала. Для уменьшения погрешности измерения амплитуды, связанной как с наличием шума и гармоник во входном сигнале так и с отклонением частоты от номинального значения используется блок адаптивного усреднения (БАУ). Усреднение должно проводиться на интервале, кратном реальному периоду сигнала. Для получения значения периода необходимы блок измерения фазы (БИФ) и блок измерения частоты (БИЧ). Структурная схема квадратурного демодулятора приведена на рис. 1.

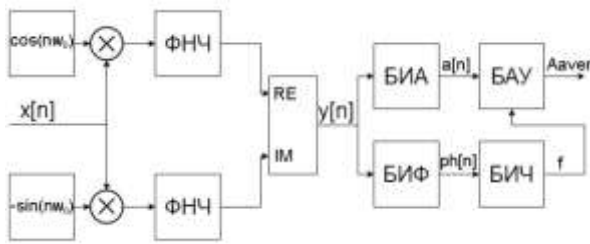


Рис. 1. Структурная схема квадратурного демодулятора

Выходной сигнал демодулятора для случая синусоидального сигнала описывается формулой:

$$y(t) = \frac{A_m}{2} \left(H_1 e^{j((\omega - \omega_0)t + \varphi - \frac{\pi}{2} + \alpha_1)} - H_2 e^{-j((\omega + \omega_0)t + \varphi + \frac{\pi}{2} + \alpha_2)} \right), \quad (1)$$

где A_m – амплитуда входного сигнала; ω – частота входного сигнала; ω_0 – частота опорного сигнала; t – время; φ – начальная фаза сигнала; H_1 и H_2 – значения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра на частотах $(\omega - \omega_0)$ и $(\omega + \omega_0)$; α_1 и α_2 – значения фазо-частотной характеристики (ФЧХ) фильтра на частотах $(\omega - \omega_0)$ и $(\omega + \omega_0)$.

В случае дискретной реализации демодулятора n -ый отсчет выходного сигнала $y[n]$ имеет вид:

$$y[n] = \frac{A_m}{2} \left(H_1 e^{j((\omega - \omega_0)n + \varphi - \frac{\pi}{2} + \alpha_1)} - H_2 e^{-j((\omega + \omega_0)n + \varphi + \frac{\pi}{2} + \alpha_2)} \right). \quad (2)$$

Задачами цифрового фильтра являются: обеспечение минимальной неравномерности полосы пропускания для частот, на которых может находиться полезный сигнал; подавление сигнала помехи. Как было рассмотрено ранее, в случае гармонического сигнала необходимо подавить только составляющую с частотой $(\omega + \omega_0)$ или же 2ω в случае, когда опорная частота и частота входного сигнала точно подобраны. Для полигармонического сигнала, каждая кратная гармоника $k\omega$ (k -натуральное) будет вносить две спектральные составляющие в спектр выходного сигнала демодулятора $(k\omega - \omega_0)$ и $(k\omega + \omega_0)$. Из этого следует, что фильтр должен обеспечить максимальное подавление на всех частотах, кратных частотам основной гармоники. Характеристики выполняемой фильтрации определяет погрешность измерения амплитудного спектра.

Для уменьшения погрешности измерения амплитудного значения как в случае синусоидального, так и полигармонического входного сигнала, возможно провести усреднение отсчетов результата измерения амплитудного значения (выход БИА). Время усреднения должно быть кратно реальному значению периода сигнала, поэтому сперва необходимо определить реальное значение частоты f_{mes} . Это можно сделать с

помощью квадратурного демодулятора путем определения приращения фазы по формуле [8]:

$$f_{mes} = f_0 + f_s \frac{\varphi[n] - \varphi[n-1]}{2\pi}, \quad (3)$$

где f_0 – номинальная частота измеряемого сигнала (частота опорного сигнала); f_s – значение частоты дискретизации; $\varphi[n]$ – n -ый отсчет результата измерения фазы (аргумента) демодулятором. Количество усредняемых отсчетов L определяется формулой:

$$L = \text{round} \left(\frac{k f_s}{2 f_{mes}} \right), \quad (4)$$

где $\text{round}(\ast)$ – округление до ближайшего целого; k – количество усредняемых периодов входного сигнала; f_s – частота дискретизации.

Цифровые фильтры можно условно разделить на две группы: фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры), являющиеся нерекурсивными, и фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры), являющиеся рекурсивными, то есть их выходной сигнал текущего отсчета зависит от выходных сигналов предыдущих отсчетов.

БИХ-ФИЛЬТРЫ

Цифровые БИХ-фильтры – фильтры, имеющие в своем составе обратные связи. Наличие обратных связей позволяет реализовывать сложные передаточные функции при небольшом порядке фильтра. Однако такие фильтры могут иметь проблемы с устойчивостью. Как правило, КИХ-фильтры проектируются на основе аналоговых фильтров-прототипов, таких, как фильтры Баттерворта, Чебышева и др. В общем случае k -ый отсчет выходного сигнала БИХ-фильтра $y[k]$ имеет вид [1]:

$$y[k] = \sum_{n=0}^N b_n x_{k-n} - \sum_{m=1}^M a_m y_{k-m},$$

где b_n – n -ый элемент массива коэффициентов b длиной $(N+1)$; x_{k-n} – k -ый отсчет входного сигнала, задержанный на n отсчетов; a_m – m -ый элемент массива коэффициентов a длиной M ; y_{k-m} – отсчет выходного сигнала, задержанный на m отсчетов. Порядком фильтра считается наибольшее из чисел $\{M, N\}$.

КИХ-ФИЛЬТРЫ

Цифровые КИХ-фильтры – фильтры, выходной сигнал которых зависит только от отсчетов входного сигнала. Такие фильтры являются всегда устойчивыми. Для задачи квадратурной демодуляции среди КИХ-фильтров следует выделить фильтр скользящего среднего (ФСС). Это один из немногих фильтров, который может быть реализован как в рекурсивном виде, так и в нерекурсивном. Для ФСС АЧХ обладает максимальным подавлением в точках, кратных отношению частоты дискретизации к длине (порядку) фильтра N . Кроме того, данный фильтр обладает сравнительно невысоким порядком относительно

других КИХ-фильтров, которые подходят для задачи квадратурной демодуляции. Выходной сигнал на n -ом такте работы ФСС $y[n]$ вычисляется по формуле:

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x[n-m], \quad (5)$$

где $x[n-m]$ – входной сигнал, задержанный на m отсчетов.

ИНТЕГРАТОР-ГРЕБЕНЧАТЫЙ ФИЛЬТР

Интегратор-гребенчатый фильтр Хогенауэра (СИС-фильтр в англоязычной литературе) [7] – фильтр, предназначенный для работы на разных частотах дискретизации. Он состоит из трех групп блоков: каскад интеграторов, блок изменения частоты дискретизации (дециматор или интерполятор) и каскад гребенчатых фильтров. Данный фильтр получил распространение благодаря удобству в реализации: при вычислении сигнала на выходе фильтра не требуется производить операций умножения, используются только сложение и вычитание.

Передаточная характеристика $H(z)$ ИГФ-фильтра порядка N вычисляется как произведение передаточных характеристик отдельных блоков (интеграторов и гребенчатых фильтров), входящих в состав фильтра, и вычисляется как:

$$H(z) = \frac{(1 - z^{-RM})^N}{(1 - z^{-1})^N} = \left(\sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k} \right)^N, \quad (6)$$

где M – величина задержки в гребенчатом фильтре; R – коэффициент децимации/интерполяции.

Амплитудно-частотная характеристика СИС-фильтра обладает следующими свойствами: усиление постоянной составляющей входного сигнала в $(RM)^N$ раз; максимальное подавление для частот, кратных отношению частоты дискретизации к произведению RM ; АЧХ в полосе пропускания резко убывает.

Поскольку коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания должен быть равен 1, необходимо масштабировать входной сигнал фильтра на величину, обратную значению его усиления постоянного сигнала. Для того, чтобы обеспечить в полосе пропускания вид АЧХ, близкий к идеальной (прямоугольной), и увеличить подавление в полосе заграждения, используют специальные компенсаторы – КИХ-фильтры. Совмещенный график участка амплитудно-частотной характеристики СИС-фильтра 5-го порядка, фильтра-компенсатора и их каскадного включения, полученный в среде Matlab, приведен на рисунке 2. Параметры использованных фильтров: СИС-фильтр: частота дискретизации 5 кГц, коэффициент децимации 100, граница полосы пропускания – 10 Гц; фильтр-компенсатор: коэффициент пульсаций полосы пропускания 0.1 дБ, коэффициент подавления полосы заграждения 60 дБ.

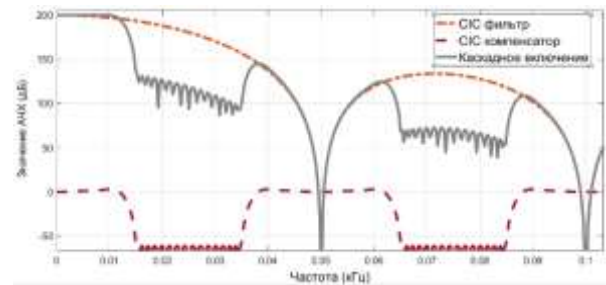


Рис. 2. Совмещенные амплитудно-частотные характеристики СИС-фильтра 5-го порядка, фильтра-компенсатора и их каскадного включения

Ввиду использования дискретных интеграторов, ИГФ-фильтр работает с числами с фиксированной запятой, вся обработка ведется в дополнительном коде. Для повышения точности стоит привести текущее амплитудное значение входного сигнала к максимальному значению входного сигнала ИГФ-фильтра. По причине использования интеграторов, разрядность выходного сигнала B_{out} увеличивается относительно разрядности входного сигнала B_{in} и подчиняется зависимости (7)[7]:

$$B_{out} = [N \log_2 RM + B_{in} - 1]. \quad (7)$$

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для сравнения различных типов цифровых фильтров в настоящей работе были разработаны программы имитационного моделирования метода квадратурной демодуляции в среде Matlab и Simulink. Исследуемый сигнал – синусоидальный, с частотой 50 Гц, амплитудным значением 350 В. Частота дискретизации была выбрана равной 10 кГц. Путем имитационного моделирования был проведен анализ влияния таких параметров, как наличие 2-ой и 3-й гармоник в спектре сигнала (с амплитудами 100 В и 10 В), отклонение частоты исследуемого сигнала от номинальной (на 0,5 % и на 5 %), а также наличие во входном сигнале белого шума (при отношении сигнал-шум 20 дБ и 40 дБ). Результаты моделирования (значения относительной погрешности измерения для различных фильтров и параметров сигнала) указаны в табл. 1.

В качестве БИХ-фильтра при имитационном моделировании был использован фильтр Чебышева второго порядка со следующими характеристиками: частота дискретизации 10 кГц, частота среза 15 Гц, граница полосы пропускания – 3 Гц, коэффициент подавления – 60 дБ, неравномерность в полосе пропускания – не более 0,1 дБ.

Порядок использованного фильтра скользящего среднего был рассчитан как отношение частоты дискретизации к номинальной частоте исследуемого сигнала для обеспечения максимального подавления для частот, кратных номинальной частоте исследуемого сигнала.

Параметры разработанного ИГФ-фильтра следующие: порядок фильтра – 3, коэффициент децимации

– 200, задержка – 1, частота дискретизации – 10 кГц, полоса пропускания – 3 Гц, подавление в полосе заграждения – не менее 60 дБ. Компенсатор разрабатывается с использованием параметров разработанного ИГФ-фильтра. Параметры, которые выбираются независимо от фильтра, предназначенного для компенсации – неравномерность полосы пропускания 0,1 дБ, начало полосы заграждения – 10 Гц, дополнительная децимация – 1 (децимация отсутствует).

Кроме того, была реализована возможность адаптивного усреднения выходного сигнала демодулятора на основе (3) и (4).

Схема модуля имитационного моделирования в среде Simulink для случая использования ИГФ-фильтра представлена на рис. 3. Исследуемый сигнал создается с помощью подсистемы «блок генерации сигнала», которая позволяет выбрать следующие параметры: частоту, амплитуду, фазу, частоту дискретизации, наличие других гармоник и их амплитуды и фазы и отношение сигнал-шум (ОСШ, SNR).

Входной измеряемый сигнал перемножается с опорными сигналами единичной амплитуды (ортогональными по отношению друг к другу), сгенерированными с помощью базовых функций Matlab sin и cos. В качестве аргумента используется произведение выбранного значения опорной частоты и текущего момента времени.

В качестве фильтра, входящего в блок фильтрации были использованы следующие блоки: Low-pass Filter; сочетание блоков CIC filter и CIC compensator; Digital filter design. Блок вычисления амплитуды выполняет операцию определения модуля комплексного сигнала демодулятора и производит умножение на масштабирующий коэффициент (согласно формуле (2)). Оба блока вычисления погрешности реализуют формулу вычисления относительной погрешности измерения:

$$\delta = \frac{X_{\text{изм}} - X_{\text{ист}}}{X_{\text{ист}}} \cdot 100\%,$$

где $X_{\text{изм}}$ – измеренное значение, $X_{\text{ист}}$ – истинное значение измеряемой величины.

Блок измерения частоты реализует формулу (3). Затем производится вычисление количества усредняемых отсчетов по формуле (4), соответствующее времени, кратному истинному значению периода входного сигнала. Блок усреднения начинает работу на следующем шаге после того, как было вычислено количество усредняемых отсчетов, накапливает сумму требуемого число отсчетов и делит на их количество (см. зависимость (4)).

Для синусоидального сигнала с частотой, равной номинальному значению, погрешность измерения амплитудного значения для ИГФ-фильтра и фильтра Чебышева вызвана неравномерностью полосы пропускания компенсатора. При увеличении отклонения частоты наблюдается значительное ухудшение точности измерения для демодулятора с использованием

ИГФ-фильтра или ФСС по причине конечного затухания их АЧХ в полосе заграждения. Наличие неосновных гармоник в сигнале практически не влияет на точность при использовании ФСС или ИГФ-фильтра. Для всех рассматриваемых фильтров наличие неосновных гармоник практически не приводит к увеличению погрешности измерения. При уменьшении отношения сигнал-шум погрешность возрастает. Из результатов моделирования видно, что применение адаптивного усреднения позволяет снизить погрешность измерения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

- наибольшее влияние на погрешность измерения амплитудного спектра методом квадратурной демодуляции оказывает неравномерность амплитудно-частотной характеристики фильтра в полосе пропускания и отклонение частоты исследуемого сигнала от номинальной;
- наибольшую точность измерения обеспечивает использование каскадно-гребенчатого фильтра с компенсатором и дополнительным усреднением;
- при использовании адаптивного усреднения удается существенно снизить погрешность измерения амплитудного значения.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. А. Б. Сергиенко. «Цифровая обработка сигналов», СПб.: «Питер», 2006
2. А. Оппенгейм, Р. Шафер. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006 – 856 с.
3. Djuric, P.M.; Begovic, M.M.; Doroslovacki, M. «Instantaneous phase tracking in power networks by demodulation», IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1992, vol.: 41, issue: 6, pp.: 963 – 967
4. Begovic, M.M.; Djuric, P.M.; Dunlap, S.; Phadke, A.G. «Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics», IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, vol.: 8, issue: 2, pp.: 480 – 486
5. Minciunescu P., Antonesei G. Novel Harmonic Analysis Method Improves Accuracy, Reduces Computation Overhead in Smart Meters // Technical Article MS-2223, Analog Devices.
6. Minciunescu P., Antonesei G. Adaptive Real-Time DSP Architecture to Monitor Harmonic Components and Various Power Quality Factors in Electric Power Grids // Technical Article MS-2250, Analog Devices.
7. Р. Лайонс. «Цифровая обработка сигналов», М.: «Бином», 2-е издание, 2006.
8. Серов А. Н., Лупачев А. А. Применение метода квадратурной демодуляции для измерения параметров амплитудного и фазового спектров // Южно-Сибирский научный вестник. – 2017. – № 1. – С. 14–19.

Сенченко Александр Романович – студент кафедры информационно-измерительной техники, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», тел. (495)3627214, e-mail: SenchenkoAR@mpei.ru

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

Табл. 1. Относительные погрешности (результаты представлены в %) измерения амплитудного значения основной компоненты

Использованный фильтр	Параметры сигнала					
	Исходный сигнал	Отклонение частоты на 0.5%	Отклонение частоты на 5%	Наличие других гармоник*	SNR** = 40 dB	SNR= 20 dB
Чебышева 2 порядка	0,20	0,12	0,25	0,19	0,24	0,48
Чебышева второго порядка с усреднением	0,20	0,12	0,23	0,17	0,24	0,40
ФСС	10^{-7}	0,14	0,57	10^{-7}	0,30	0,38
ФСС с усреднением	10^{-7}	0,051	0,21	10^{-7}	0,27	0,33
СИС+компенсатор	0,015	0,028	0,029	0,015	0,065	0,29
СИС+компенсатор с усреднением	0,015	0,025	0,023	0,015	0,021	0,053

*Параметры гармоник: амплитуда второй гармоники = 100 В, амплитуда третьей гармоники = 10 В.
 **SNR – Signal-to-noise ratio (отношение сигнал/шум).

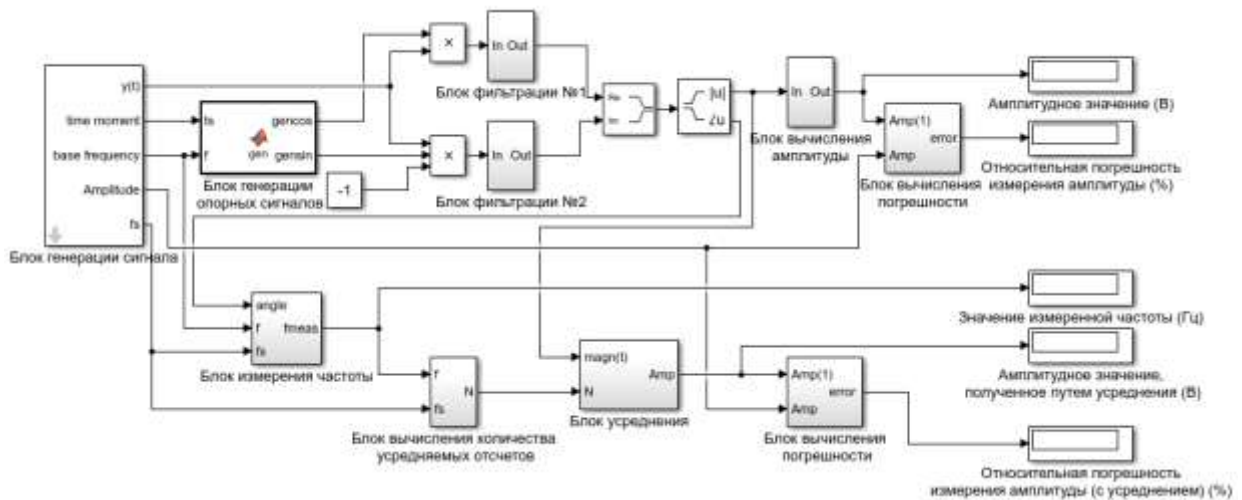


Рис. 3. Схема модуля имитационного моделирования метода квадратурной демодуляции в среде Simulink

APPLICATION OF SQUARE DEMODULATION TO MEASURE SIGNAL PARAMETERS

A.R. Senchenko, A.N. Serov

National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow

Abstract – Currently, among the parameters of signals of industrial networks, the most interesting are such parameters as root-mean-square (RMS), active, reactive and apparent power. Since most devices that are loads for such networks are non-linear loads, the waveform of voltage and mostly of current is distorted. Real voltage and current belong to the class of polyharmonic signals: contains spectral components (harmonics), that are multiples of the main frequency of the signal. The known methods for measuring the RMS, amplitude spectrum, active, reactive and apparent harmonic power for the case of polyharmonic signals are based on the determination of the complex voltage and current spectra. The paper considers the measurement of the spectrum of electrical signals by the method of quadrature demodulation. The main sources of measurement error are: the amplitude-frequency characteristic of the output filter of the demodulator, the presence of other harmonics in the signal spectrum, the deviation of the frequency of the input signal from the nominal value. In this paper, we consider the influence of the used filters of various types (IIR, FIR and cascade-comb) on the value of the measurement error of the amplitude spectrum. Simulation modeling was performed in Matlab and Simulink programs. The results of simulation modeling were obtained for each of the considered filter types for the following cases: input signals are sinusoidal; input signals are polyharmonic; input signals are sinusoidal with white noise distortion. For the case of sinusoidal input signals, the effect of the frequency deviation of the input signal from the nominal value is considered. Comparison of the used filters is made in terms of implementation complexity and measurement error. It is shown that among the considered filters the smallest error in measuring the amplitude spectrum can be achieved with the use of cascaded-integrators-comb filters (CIC). From the point of view of hardware implementation among the filters considered, the most simple is the CIC. To improve measurement accuracy — to reduce the bandwidth unevenness of the resulting filter — an additional FIR filter compensator can be used.

Index terms: spectrum of electrical signals, quadrature demodulation, digital filtering, cascaded-integrator-comb.

REFERENCES

1. Sergienko A.B. Cifrovaya obrabotka signalov / A.B. Sergienko. – M.: Piter, 2006.
2. Oppenheim A. Digital signal processing / A. Oppenheim, R. Schaffer – M.: Technosfera, 2012.
3. Djuric, P.M.; Begovic, M.M.; Doroslovacki, M. "Instantaneous phase tracking in power networks by demodulation", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1992, vol.: 41, issue: 6, pp.: 963 – 967
4. Begovic, M.M.; Djuric, P.M.; Dunlap, S.; Phadke, A.G. «Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics», IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, vol.: 8, issue: 2, pp.: 480 – 486
5. Minciunescu P., Antonesei G. Novel Harmonic Analysis Method Improves Accuracy, Reduces Computation Overhead in Smart Meters // Technical Article MS-2223, Analog Devices
6. Minciunescu P., Antonesei G. Adaptive Real-Time DSP Architecture to Monitor Harmonic Components and Various Power Quality Factors in Electric Power Grids // Technical Article MS-2250, Analog Devices.
7. Lyons R.. "Understanding Digital Signal Processing", 2006
8. Serov A.N., Lupachev A.A. The application of the method of quadrature demodulation for measurement of amplitude and phase spectra // South-Siberian Scientific Bulletin. – 2017. – № 1. – P. 14–19.

Senchenko Aleksandr Romanovich – student at the department of information and measurement technique, National Research University "Moscow Power Engineering Institute", (495)3627214, e-mail: SenchenkoAR@mpei.ru.

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