

Методы распознавания высших гармоник на фоне доминирующего гармонического шума для целей защиты от однофазного замыкания на землю

- **Солдатов А. В.**, Чувашский государственный университет им. И. Н. Ульянова; ООО НПП “Экра”, Чувашская Республика, Чебоксары
- **Кудряшова М. Н.**¹, ООО НПП “Экра”, Чувашская Республика, Чебоксары
- **Антонов В. И.**, доктор техн. наук, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова; ООО НПП “Экра”, Чувашская Республика, Чебоксары
- **Иванов Н. Г.**, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова; ООО НПП “Экра”, Чувашская Республика, Чебоксары
- **Иванов М. О.**, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова; ООО НПП “Экра”, Чувашская Республика, Чебоксары

Высшие гармоники представляют собой широкий информационный базис для защит от однофазных замыканий на землю в электрической сети с изолированной и компенсированной нейтралью. Однако все информационное богатство высших гармоник может быть реализовано в полной мере только в тех защитах, которые обладают способностью оценивать уровень гармоник на фоне существенно преобладающей основной гармоники в режимах сети с широким диапазоном изменения частоты. Рассматриваются методы распознавания высших гармоник на фоне доминирующего гармонического шума в условиях изменения частоты сети в широких пределах. Доказано, что классические алгоритмы цифровой обработки сигналов, выполненные на базе неадаптивных фильтров Фурье, не способны распознавать слабые слагаемые сигнала при отклонении частоты сети от номинальной. Показано, что прецизионная оценка параметров высших гармоник на фоне доминирующей основной гармоники реализуется на базе методов адаптивного структурного анализа. Приведены инструкции по выбору параметров настройки адаптивных структурных моделей для их использования в защитах от однофазных замыканий на землю. На примере цифрового сигнала тока Казанской ТЭЦ-2 продемонстрирована работа методов оценки уровней высших гармоник на фоне преобладающей основной гармоники при отклонении частоты сети от номинальной.

Ключевые слова: цифровая защита, однофазное замыкание на землю (ОЗЗ), цифровая обработка сигнала, адаптивный структурный анализ сигналов.

Стремление к использованию высших гармоник тока в качестве информационных сигналов защит от однофазных замыканий на землю (ОЗЗ) [1, 2] вызвано их феноменальной чувствительностью к изменению режима электрической сети. Действительно, высшие гармоники тока расширяют информационный базис [3, 4] алгоритмов защит от ОЗЗ, придавая им высокую чувствительность и селективность [5].

Однако измерение высших гармоник представляет собой технически сложную задачу, поскольку производится на фоне преобладающей основной гармоники и в условиях структурной неопределённости сигнала [6, 7]. Прецизионная оценка параметров информационных сигналов усложняется ещё и тем, что частота основной гармоники в ге-

нераторной сети, а, следовательно, и высших гармоник, может изменяться в широких пределах [8].

Традиционно в цифровых устройствах РЗА для оценки информационных сигналов широко используются фильтры Фурье [9]. Их применение в большинстве задач РЗА обусловлено, прежде всего, удачным сочетанием неплохих характеристик по быстродействию и точности с простотой реализации.

В то же время развитие элементной базы и повышение производительности микропроцессорной техники открывает возможность применения в современных устройствах РЗА более совершенных цифровых методов обработки сигналов. Одним из таких методов, стремительно набирающим популярность среди производителей устройств РЗА, является адаптивный структурный анализ [10, 11]. Расширение области практического применения этого метода объясняется его способно-

¹ Кудряшова Мария Николаевна: kudryashova_mn@ekra.ru

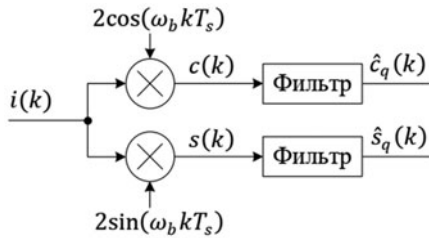


Рис. 1. Структурная схема фильтра Фурье

стью с высокой точностью оценивать компоненты сигнала с неизвестной структурой.

Цель этой работы – оценка возможности применения фильтра Фурье и адаптивного структурного анализа сигналов в цифровой защите от ОЗЗ, контролирующей высшие гармоники тока [5].

Постановка задачи. Основными режимами электрической сети, контролируемые защитой от ОЗЗ, являются нормальный режим и режим ОЗЗ. Поскольку к защите не предъявляются высокие требования по быстродействию [4], то при анализе технических характеристик алгоритмов обработки сигналов в защите имеет смысл рассматривать только установившийся режим.

Режим перемежающегося дугового замыкания в статье не рассматривается, так как в защитах от таких режимов используются специфические алгоритмы обработки сигналов [12]. Поскольку в режимах короткого замыкания в сети защита от ОЗЗ не должна действовать на отключение, и часто блокируется внешними измерительными органами [5], то особенностями обработки сигналов режимов КЗ также не рассматриваются.

Статья посвящена защите от ОЗЗ, контролирующей высшие гармоники тока. Природа происхождения высших гармоник генераторной сети, расчёт уровней и методы применения в качестве информационных сигналов защиты от ОЗЗ рассмотрены в работах [1 – 5].

Входные сигналы защиты представляют собой сумму нечётных гармоник тока на фоне шума $n(t)$:

$$i_a(t) = \sum_{v=1,3,5,\dots} i_{a,v}(t) + n(t), \quad (1)$$

где $i_{a,v}(t) = I_{a,v} \cos(\omega_v t + \theta_{a,v})$ – v -я гармоника тока; $I_{a,v}$, $\omega_v = v\omega_1$, $\theta_{a,v}$ – соответственно амплитуда, частота и начальная фаза v -й гармоники тока; ω_1 – частота основной гармоники. Отметим, что частота генераторной сети ω_1 может изменяться в широких пределах [8]

$$\omega_1 = (0,9 \div 1,1)\omega_0, \quad (2)$$

где ω_0 – номинальная частота основной гармоники сети.

В длительно допустимом режиме работы сети основная гармоника тока I_1 не превышает $1,5I_{\text{ном}}$, где $I_{\text{ном}}$ – номинальный ток защищаемого генератора. Уровни высших гармоник тока (I_v) зависят

от характеристик сети и места ОЗЗ и несопоставимо малы по сравнению с уровнем основной гармоники [4].

В цифровых устройствах защиты [13] входной аналоговый сигнал, определяемый по формуле (1), подвергается преобразованию селективным преобразователем уровня, включающим в себя аттенюатор и аналоговый фильтр, а затем оцифровывается с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) [6]. В простейшем случае предназначение аналогового фильтра заключается в подавлении составляющих части спектра выше частоты Найквиста, но с целью повышения разрешающей способности тракта АЦП он может быть использован и для избирательного усиления информационных сигналов. Поэтому цифровой образ входного сигнала защиты, хотя и будет представлять собой сумму гармоник и шум $w(k)$

$$i(k) = \sum_{v=1,3,5,\dots} i_v(k) + w(k), \quad (3)$$

не будет иметь прямого соответствия с аналоговым сигналом по формуле (1). Амплитуда I_v и начальная фаза ψ_v оцифрованной v -й гармоники тока $i_v(k) = I_v \cos(\omega_v k T_s + \psi_v)$ будут связаны с соответствующими одноимёнными амплитудой $I_{a,v}$ и начальной фазой $\theta_{a,v}$ аналоговой гармоники тока по формуле (1) комплексным коэффициентом передачи аналогового фильтра $H_a(p_v)$ на частоте $p_v = j\omega_v$. Аналоговый шум $n(t)$ будет преобразован в цифровой шум $w(k)$.

Задачей этой статьи является исследование методов цифровой обработки сигналов – в нашем случае это фильтр Фурье и адаптивный структурный анализ сигналов, – распознавание информационных сигналов защиты (высших гармоник тока) на фоне гармонического шума (основной гармоники тока) в условиях широкого диапазона изменения частоты сети. Далее рассматривается применение фильтра Фурье и адаптивного структурного анализа для распознавания тока ОЗЗ.

Измерение высших гармоник на фоне преобладающей основной гармоники фильтром Фурье. Оценим возможность измерения уровня q -й высшей гармоники полигармонического цифрового сигнала [выражение (3)] с преобладающей основной гармоникой фильтром Фурье (рис. 1).

На первом этапе формируются косинусный $c(k)$ и синусный $s(k)$ промежуточные сигналы

$$\begin{bmatrix} c(k) \\ s(k) \end{bmatrix} = 2i(k) \begin{bmatrix} \cos(q\omega_b k T_s) \\ \sin(q\omega_b k T_s) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где ω_0 – базовая частота фильтра Фурье; q – номер выделяемой гармоники. При этом каждая v -я гармоника цифрового сигнала по формуле (3) будет преобразована в ортогональные пары

$$\begin{bmatrix} c_{v\Delta}(k) \\ s_{v\Delta}(k) \end{bmatrix} = I_v \begin{bmatrix} \cos(kT_s \omega_{v\Delta} + \psi_v) \\ \sin(kT_s \omega_{v\Delta} + \psi_v) \end{bmatrix} \quad (5)$$

и

$$\begin{bmatrix} c_{v\Sigma}(k) \\ s_{v\Sigma}(k) \end{bmatrix} = I_v \begin{bmatrix} \cos(kT_s \omega_{v\Sigma} + \psi_v) \\ \sin(kT_s \omega_{v\Sigma} + \psi_v) \end{bmatrix} \quad (6)$$

разностной

$$\omega_{v\Delta} = \omega_v - q\omega_b \quad (7)$$

и суммарной

$$\omega_{v\Sigma} = \omega_v + q\omega_b \quad (8)$$

частот соответственно. Тогда промежуточные сигналы по формуле (4) будут представлены суммой пар ортогональных пар по выражениям (5) и (6):

$$\begin{bmatrix} c(k) \\ s(k) \end{bmatrix} = \sum_{v=1,3,5,\dots} \left\{ \begin{bmatrix} c_{v\Delta}(k) \\ s_{v\Delta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{v\Sigma}(k) \\ s_{v\Sigma}(k) \end{bmatrix} \right\} \quad (9)$$

Информация о выделяемой гармонике сосредоточена в q -й низкочастотной слагаемой промежуточных сигналов по формуле (9)

$$\begin{bmatrix} c_{q\Delta}(k) \\ s_{q\Delta}(k) \end{bmatrix} = I_q \begin{bmatrix} \cos(kT_s \omega_{q\Delta} + \psi_q) \\ \sin(kT_s \omega_{q\Delta} + \psi_q) \end{bmatrix} \quad (10)$$

разностной частоты

$$\omega_{q\Delta} = \omega_q - q\omega_b.$$

В общем случае для её выделения используются фильтры нижних частот. В классическом фильтре Фурье им является фильтр скользящего среднего

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_q(k) \\ \hat{s}_q(k) \end{bmatrix} \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^k \begin{bmatrix} c(l) \\ s(l) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где N – размер окна фильтра, обычно принимается равным числу отсчётов цифрового сигнала по формуле (3) на периоде гармоники базовой частоты. Как известно, фильтр [выражение (11)] является заграждающим фильтром гармоник частот, кратных базовой ω_b (рис. 2).

Качество оценки фильтром Фурье косинусной $\hat{c}_q(k)$ и синусной $\hat{s}_q(k)$ ортогональных составляющих q -й гармоники

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_q(k) \\ \hat{s}_q(k) \end{bmatrix} = \sum_{v=1,3,5,\dots} \left\{ H_{v\Delta} I_v \begin{bmatrix} \cos(kT_s \omega_{v\Delta} + \psi_{v\Delta}) \\ \sin(kT_s \omega_{v\Delta} + \psi_{v\Delta}) \end{bmatrix} + H_{v\Sigma} I_v \begin{bmatrix} \cos(kT_s \omega_{v\Sigma} + \psi_{v\Sigma}) \\ \sin(kT_s \omega_{v\Sigma} + \psi_{v\Sigma}) \end{bmatrix} \right\}, \quad (12)$$

полностью определяется коэффициентами передачи $H_{v\Delta}$ и $H_{v\Sigma}$ цифрового фильтра на разностных и суммарных частотах, определяемым по формулам (7) и (8), где $I_{v\Delta} = H_{v\Delta} I_v$ и $I_{v\Sigma} = H_{v\Sigma} I_v$ – уровни

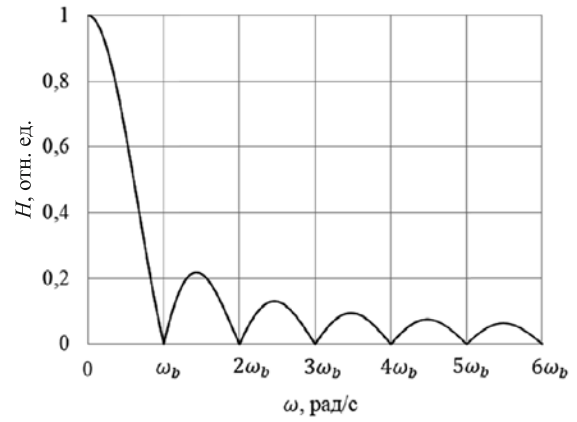


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика фильтра скользящего среднего

ортогональных пар разностных и суммарных частот на выходе фильтров скользящего среднего.

Угловой сдвиг, вносимый фильтром [формула (11)], учитывается в аргументах $\psi_{v\Sigma}$ и $\psi_{v\Delta}$. Принимая во внимание, что защита от ОЗЗ реагирует только на уровень высших гармоник, то оценка фильтром Фурье фазы гармоники здесь не рассматривается.

Поскольку уровень шума $w(k)$ несравнимо мал по отношению к основной гармонике, то его влияние на оценки ортогональных составляющих по формуле (12) не учитывается.

Базовая частота ω_b теоретически должна быть равна частоте 1-й гармоники

$$\omega_b = \omega_1,$$

т.е. должна синхронизироваться с частотой сети. Однако корректировка базисной частоты ω_b является непростой задачей, требующей прецизионного измерения частоты основной гармоники полигармонического входного сигнала по выражению (3) в реальном масштабе времени при изменении частоты сети в диапазоне, определяемом формулой (2). Поэтому с целью упрощения реализации фильтра Фурье базисная частота ω_0 часто выбирается кратной номинальной частоте электрической сети

$$\omega_b = \omega_0.$$

При номинальной частоте сети, частоты гармоник кратны базисной частоте

$$\omega_v = v\omega_b,$$

поэтому фильтр [выражение(11)] полностью подавляет все гармонические слагаемые промежуточных сигналов по формуле (12), за исключением выделяемых ортогональных составляющих по выражению (10). Коэффициенты передачи фильтра скользящего среднего по формуле (11) при $v \neq q$ $H_{q\Delta} \rightarrow 1, H_{v\Delta} \approx 0$, поэтому оценки по выражениям



Рис. 3. Взаимодействие моделей в классическом алгоритме структурного анализа:

МЭЯ – модель эффективного ядра; МШ – модель шума; КМ – компонентная модель

(12) будут соответствовать ортогональным составляющим формуле (10)

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_q(k) \\ \hat{s}_q(k) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} c_{\Delta v}(k) \\ s_{\Delta v}(k) \end{bmatrix}.$$

Если же частота сети отклоняется от номинальной, то

$$\omega_1 \neq \omega_0,$$

фильтр по выражению (11) перестает подавлять гармонические слагаемые промежуточных сигналов по формуле (12), и в оценках искомым ортогональных составляющих появляется ошибка. Величина ошибки будет зависеть от соотношения уровней выделяемой (q -й гармоники) и остальных гармоник.

Измерение высших гармоник на фоне преобладающей основной гармоники методами адаптивного структурного анализа. Классический адаптивный структурный анализ [11] выполняется в два этапа, в ходе которых формируются две модели анализируемого сигнала защиты по формуле (3): структурная и компонентная (рис. 3).

Цифровая структурная модель

$$a_0 \hat{i}(k) = - \sum_{m=1}^M a_m i(k-m), k \geq M \quad (13)$$

используется в качестве инструмента при декомпозиции сигнала на составляющие [14]. Здесь $a_0 \hat{i}(k)$ – взвешенная с коэффициентом a_0 оценка текущего отсчёта сигнала (3); a_m – искомые коэффициенты модели; M – порядок модели (должен быть не меньше удвоенного числа значимых гармоник анализируемого сигнала). Для поиска коэффициентов a_m могут применяться различные методы, наиболее предпочтительным из которых является TLS-решение (решение общего метода наименьших квадратов) с минимальной нормой [11]. Длина отрезка анализируемого сигнала L должна в 2 раза превышать порядок структурной модели

$$L > 2M.$$

Характеристическое уравнение адаптивной структурной модели по формуле (13)

$$P_M(z) = P_{M_c}(z)P_{M-M_c}(z)$$

включает в себя полином модели эффективного ядра

$$P_{M_c}(z) = \prod_{m=1}^{M_c} (z - z_m), \quad (14)$$

согласованный с компонентами сигнала, и полином модели шума

$$P_{M-M_c}(z) = a_0 \prod_{m=M_c+1}^M (z - z_m),$$

где z_m ($m = 1, M$) – корни; M_c – порядок модели эффективного ядра. Разделение структурной модели на модели эффективного ядра и шума выполняется путём анализа корней характеристического уравнения [15]. Физически реализуемые корни относятся к модели эффективного ядра, а нереализуемые – к модели шума.

С каждой v -й гармоникой цифрового сигнала по формуле (3) согласуется пара комплексно-сопряжённых корней

$$z_v = e^{(\alpha_v \pm j\omega_v)T_s}. \quad (15)$$

Поскольку рассматривается полигармонический сигнал по формуле (3), то угловые частоты гармоник ω_v будут кратны угловой частоте основной гармоники ω_1 , а затухания α_v должны быть равны нулю. Из-за наличия шума в сигнале корни модели эффективного ядра будут незначительно отличаться от корней гармоник [выражение (15)]. Условием согласования корней модели эффективного ядра по формуле (14) с корнями гармоник по выражению (15) будет неравенство

$$\| |z_m| - 1 \| \leq \xi, \quad (16)$$

где ξ – ширина полосы “притяжения” корней гармоник [15]. В то же время, в модель эффективного ядра не включаются гармоники частот выше предельной частоты ω_{\max} . Таким образом, из выражений (15) и (16) характеристические параметры корней, согласованных с гармониками, должны удовлетворять условиям

$$\begin{cases} \alpha_{\min} \leq \alpha_v \leq \alpha_{\max}; \\ \omega_v \leq \omega_{\max}, \end{cases}$$

где $\alpha_{\min} = \frac{1}{T_s} \ln(1 + \xi)$ и $\alpha_{\max} = \frac{1}{T_s} \ln(1 - \xi)$ – минимально и максимально допустимые значения коэффициентов затухания корней гармоник по формуле (15).

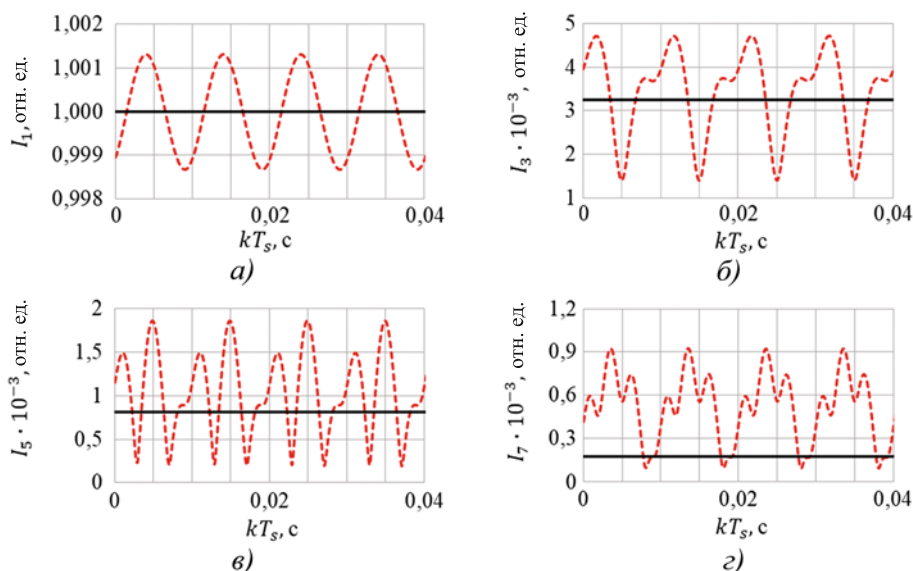


Рис. 4. Амплитуды основной (а), 3-й (б), 5-й (в) и 7-й (г) гармоник:

сплошная линия – реальное значение амплитуды гармоники; пунктир – оценка амплитуды гармоники с помощью фильтра Фурье при $\omega_0 = 50$ Гц

Корни модели эффективного ядра определяют компонентную модель. Настройка компонентной модели сводится к определению амплитуды A_v и фазы ψ_v гармоник.

Поскольку методы структурного анализа обеспечивают адаптацию моделей к сигналам электрической системы независимо от структуры самого сигнала и конкретных его характеристик [16], то структурный анализ позволяет с высокой точностью оценивать слабые высшие гармоники на фоне преобладающей основной гармоники в широком диапазоне изменения частоты сети. Точность оценки гармоник с помощью адаптивного структурного анализа во многом зависит от разрешающей способности тракта аналого-цифрового преобразования.

Примеры оценки высших гармоник в защите от ОЗЗ. Оценим возможности рассмотренных методов цифровой обработки сигналов при распознавании высших гармоник цифрового сигнала известной структуры:

$$\begin{aligned}
 i(k) = & 1 \cos\left(\frac{k\pi 49,87}{600}\right) + 0,00325 \cos\left(\frac{k\pi 149,61}{600}\right) + \\
 & + 0,00081 \cos\left(\frac{k\pi 249,35}{600}\right) + \\
 & + 0,00017 \cos\left(\frac{k\pi 349,09}{600}\right) + w(k).
 \end{aligned} \quad (17)$$

С целью добавления в сигнал шума реального процесса цифровой сигнал по выражению (17) создан следующим образом. Сначала в номинальном режиме генератора Г-7 Казанской ТЭЦ-2 была получена осциллограмма тока, содержащего основную гармонику частоты 49,87 Гц и шум. Затем

в сигнал тока были добавлены 3-я, 5-я и 7-я гармоники частот, кратных основной гармонике, и рассчитанные для данного генератора. Уровни высших гармоник рассчитаны в работе [4] и приведены к уровню основной гармоники. Отсчеты сигнала представлены в табл. 1.

Оценки фильтра Фурье. Базовая частота принята равной $\omega_b = \omega_0 = 2\pi 50 \text{ с}^{-1}$. Коэффициенты передачи фильтра скользящего среднего на частотах промежуточных сигналов (табл. 2) приведены в табл. 3. Уровни промежуточных сигналов по выражению (9) на выходе фильтров скользящего среднего по формуле (12) приведены в табл. 4, оценки гармоник представлены на рис. 4. Переходный процесс фильтра Фурье при $kT_s \in [-0,02 \div 0]$ на рисунке не показан. Параметры искоемых компонентов в таблицах выделены жирным шрифтом.

Поскольку частота сети ($f_1 = 49,87$ Гц) отличается от базовой ($\omega_b \neq \omega_1$), то оценки по формуле (12) фильтра Фурье содержат наряду с искомыми ортогональными составляющими по формуле (10) основной гармоники и ортогональные пары по выражениям (5) и (6), связанные с остальными гармониками сигнала по выражению (17). Как видно из данных табл. 4, ортогональные пары, ассоциированные со слабыми высшими гармониками, не вносят существенной погрешности в оценку ортогональных составляющих основной гармоники ($q = 1$): $I_{1\Delta} = 0,999$; $I_{v\Delta\Sigma} < 1,3 \cdot 10^{-5}$; $v = 3, 5, 7$. Более или менее ощутимую, но не критичную погрешность (0,13%), вносит лишь ортогональная пара частоты ω_{Σ} ($I_{\Sigma} = 1,317 \cdot 10^{-3}$).

Уровни ортогональных пар частот $\omega_{1\Delta}$ и ω_{Σ} (ячейки, выделенные цветом в табл. 4) при оценке

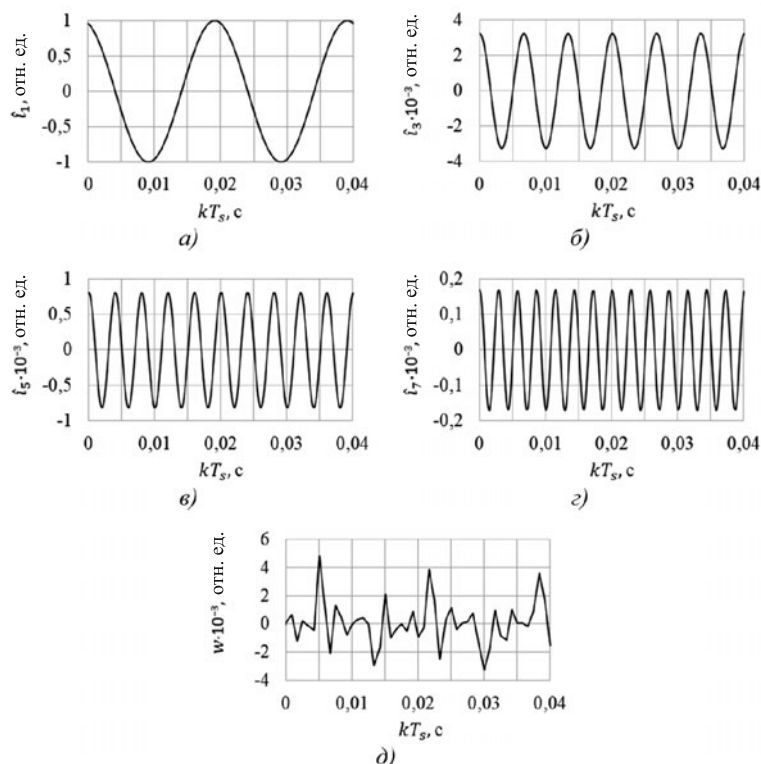


Рис. 5. Компонентный состав исследуемого сигнала:

а – основная гармоника; *б* – 3-я гармоника; *в* – 5-я гармоника; *з* – 7-я гармоника; *д* – невязка (шум)

высших гармоник ($q = 3, 5$ и 7) остаются соизмеримыми с распознаваемыми гармониками даже на выходе фильтра скользящего среднего. Поэтому

погрешности оценок 3-й, 5-й и 7-й гармоник весьма значительны – 55,55%, 127,13% и 504,9% соответственно. Таким образом, использование филь-

Т а б л и ц а 1
Отсчёты сигнала

Номер отсчёта	Значения отсчёта сигнала							
-24 – 17	0,95481	0,84055	0,66805	0,45175	0,20635	-0,05198	-0,30647	-0,54010
-16 – 9	-0,73768	-0,88611	-0,97632	-1,00140	-0,95741	-0,84496	-0,67416	-0,45904
-8 – 1	-0,21442	0,04398	0,29873	0,53338	0,73223	0,88239	0,97446	1,00174
0 – 7	0,95974	0,84953	0,68021	0,46621	0,22224	-0,03587	-0,29098	-0,52652
8 – 15	-0,72660	-0,87851	-0,97257	-1,00192	-0,96207	-0,85389	-0,68636	-0,47338
16 – 23	-0,23021	0,02773	0,28332	0,51948	0,72116	0,87462	0,97047	1,00194
24 – 31	0,96447	0,85834	0,69223	0,48056	0,23816	-0,01952	-0,27554	-0,51265
32 – 39	-0,71537	-0,87057	-0,96849	-1,00210	-0,96664	-0,86263	-0,69824	-0,48786
40 – 47	-0,24611	0,01144	0,26757	0,50561	0,70982	0,86669	0,96634	1,00207

Т а б л и ц а 2
Значения разностных и суммарных частот (в герцах) промежуточных сигналов при оценке гармоник сигнала

q	$f_{1\Delta}$	$f_{1\Sigma}$	$f_{3\Delta}$	$f_{3\Sigma}$	$f_{5\Delta}$	$f_{5\Sigma}$	$f_{7\Delta}$	$f_{7\Sigma}$
1	-0,13	99,87	99,61	199,61	199,35	299,35	299,09	399,09
3	-100,13	199,87	-0,39	299,61	99,35	399,35	199,09	499,09
5	-200,13	299,87	-100,39	399,61	-0,65	499,35	99,09	599,09
7	-300,13	399,87	-200,39	499,61	-100,65	599,35	-0,91	699,09

ра Фурье в защите от ОЗЗ для распознавания высших гармоник не представляется возможным.

Оценки метода адаптивного структурного анализа. Параметры, используемые при настройке структурной модели:

длина отрезка сигнала $L = 24$;

порядок структурной модели $M = 12$;

минимально и максимально допустимые значения коэффициента затухания корней гармоник $\alpha_{\min} = -1,01$ и $\alpha_{\max} = 1,01$ определены из условия, что амплитуды гармоник не могут измениться за период частоты сети более чем на 2%, и соответ-

венно ширина “притяжения” модулей корней гармоник $\xi = 0,001$;

предельная частота компонентов сигнала ω_{\max} принята с учётом диапазона по формуле (2) изменения частоты 7-й гармоники, т.е. $\omega_{\max} = 2\pi 385c^{-1}$.

Коэффициенты структурной модели приведены в табл. 5.

Структурная модель была разделена на модель эффективного ядра и модель шума, после чего выполнен компонентный анализ (табл. 6). Компоненты, восстановленные по найденным корням, представлены на рис. 5. Погрешности оценки амплиту-

Таблица 3

Коэффициенты передачи фильтра скользящего среднего на частотах промежуточных сигналов при оценке гармоник сигнала

q	$H_{1\Delta} \cdot 10^{-3}$	$H_{1\Sigma} \cdot 10^{-3}$	$H_{3\Delta} \cdot 10^{-3}$	$H_{3\Sigma} \cdot 10^{-3}$	$H_{5\Delta} \cdot 10^{-3}$	$H_{5\Sigma} \cdot 10^{-3}$	$H_{7\Delta} \cdot 10^{-3}$	$H_{7\Sigma} \cdot 10^{-3}$
1	999	1,317	3,960	2,045	3,413	2,410	3,375	2,753
3	1,313	0,681	999	1,445	6,615	1,966	4,782	2,467
5	0,680	0,481	3,930	1,180	999	1,762	9,282	2,381
7	0,481	0,393	2,038	1,057	6,532	1,701	999	2,464

Таблица 4

Уровни ортогональных пар промежуточных сигналов на выходе фильтров скользящего среднего при оценке гармоник сигнала (в относительных единицах)

q	$I_{1\Delta} \cdot 10^{-3}$	$I_{1\Sigma} \cdot 10^{-3}$	$I_{3\Delta} \cdot 10^{-3}$	$I_{3\Sigma} \cdot 10^{-3}$	$I_{5\Delta} \cdot 10^{-3}$	$I_{5\Sigma} \cdot 10^{-3}$	$I_{7\Delta} \cdot 10^{-3}$	$I_{7\Sigma} \cdot 10^{-3}$
1	999	1,317	0,01287	0,00665	0,00276	0,00195	0,00057	0,00047
3	1,313	0,681	3,250	0,00470	0,00536	0,00159	0,00081	0,00042
5	0,680	0,481	0,01277	0,00383	0,810	0,00143	0,00158	0,00040
7	0,481	0,393	0,00662	0,00344	0,00529	0,00138	0,170	0,00042

Таблица 5

Коэффициенты структурной модели

m	a_m					
1 – 6	-0,2934	0,1438	0,0054	-0,0859	0,0721	0,0049
7 – 12	-0,0769	0,0804	0,0061	-0,1470	0,2596	0,6728

Таблица 6

Параметры компонентов сигнала

Параметр	Модель эффективного ядра				Модель шума	
	1; 2	3; 4	5; 6	7; 8	9; 10	10; 12
α, c^{-1}	0,0222	-0,2109	-0,0333	0,1332	-0,0918	-0,1057
$f, \text{Гц}$	49,8701	149,6039	249,3486	349,0982	455,9037	551,945
$A_v, \text{отн. ед.}$	1,000	$3,252 \cdot 10^{-3}$	$8,113 \cdot 10^{-4}$	$1,7 \cdot 10^{-4}$	–	–
$\psi_v, \text{град.}$	17,150	0,019	-0,036	-0,287	–	–
$\delta_A, \%$	0,001	0,062	0,160	0,001	–	–

ды основной, 3-й, 5-й и 7-й гармоник составили 0,001%, 0,062%, 0,160% и 0,001% соответственно.

Выводы

1. Классические фильтры Фурье не способны распознать слабые высшие гармоники сигнала на фоне преобладающей основной гармоники при изменении частоты сети в широком диапазоне из-за значительного уровня остаточных ортогональных пар, связанных с основной гармоникой.

2. Методы структурного анализа адаптируют модель сигнала электрической сети независимо от структуры сигнала и конкретных его характеристик. Поэтому структурный анализ с высокой точностью оценивает параметры слабых высших гармоник сигнала на фоне преобладающей основной гармоники и при широком диапазоне изменения частоты сети.

Список литературы

1. Soldatov, A. V. Information bases of protection algorithms against single-phase ground faults of a generator operating on busbars. Part II. Study of information bases of algorithms in which null-sequence components are used [Text] / A. V. Soldatov [et al.] // Power Technology and Engineering. – 2019. – Vol. 53. – No. 3. – P. 360 – 365. – (DOI 10.1007/s10749-019-01085-x).
2. Soldatov, A. V. Information bases of algorithms for protecting a generator operating on busbars from single-phase-to-ground faults. Part III. Investigation of the information bases of algorithms controlling higher current harmonics [Text] / A. V. Soldatov [et al.] // Power Technology and Engineering. – 2019. – Vol. 53. – No. 4. – P. 496 – 502. – (DOI 10.1007/s10749-019-01105-w).
3. Солдатов, А. В. Информационный базис защиты генератора от однофазных замыканий статора на землю с контролем высших гармоник дифференциального тока [Текст] / А. В. Солдатов [и др.] // Релейная защита и автоматизация. – 2016. – № 3(24). – С. 12 – 20.
4. Soldatov, A. V. Information bases of protection algorithms for single-phase ground fault of a generator operating in parallel on busbars. Part I. Universal model of a network [Text] / A. V. Soldatov [et al.] // Power Technology and Engineering. – 2019. – Vol. 53. – No. 2. – P. 233 – 239. – (DOI 10.1007/s10749-019-01065-1).
5. Soldatov, A. V. Informational fundamentals of the multiparameter differential protection of busbar generators against single line-to-ground faults [Text] / A. V. Soldatov, V. A. Naumov, V. I. Antonov // Power Technology and Engineering. – 2020. – Vol. 54. – No. 1. – P. 111 – 118. – (DOI: 10.1007/s10749-020-01177-z).
6. Антонов, В. И. Оценка гармоники электрической величины на фоне преобладающего гармонического спектра шума [Текст] / В. И. Антонов, В. А. Наумов, А. В. Солдатов [и др.] // Электричество. – 2014. – № 5. – С. 29 – 33.
7. Antonov, V. I. Recognition of Weak Harmonic Signal Components in Generator Protection Against Single-Phase Earth Fault [Text] / V. I. Antonov, V. A. Naumov, A. V. Soldatov [et al.] // Power Technology and Engineering. – 2018. – Vol. 52. – No. 2. – P. 231 – 234. – (DOI 10.1007/s10749-018-0937-x).
8. Иванов, Н. Г. Оценка частоты сети в цифровых системах РЗА по переходу через нуль: характеристики точности [Текст] / Н. Г. Иванов, А. В. Солдатов [и др.] // Релейная защита и автоматизация. – 2013. – № 4. – С. 22 – 25.
9. Антонов, В. И. Общие начала теории фильтров ортогональных составляющих [Текст] / В. И. Антонов, В. А. Наумов, Н. Г. Иванов, А. В. Солдатов [и др.] // Релейная защита и автоматизация. – 2016. – № 1(22). – С. 16 – 25.
10. Antonov, V. I. Adaptive structural analysis of input signals of digital and relay protection and automation [Text] / V. I. Antonov, V. A. Naumov, A. I. Fomin, A. V. Soldatov // Russian Electrical Engineering. – 2015. – Vol. 86(7). – P. 391 – 397. – (DOI: 10.3103/S1068371215070032).
11. Антонов, В. И. Адаптивный структурный анализ электрических сигналов: теория и ее приложения в интеллектуальной электроэнергетике [Текст] / В. И. Антонов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. – 334 с.
12. Пат. 2716235 Российская Федерация, МПК H02H 3 / 16 (2006.01), СПК H02H 3 / 16 (2019.08); G01R 31 / 02 (2019.08). Способ формирования контролируемого сигнала для цифровой защиты от замыканий на землю при перемежающемся дуговым замыкании / М. Н. Кудряшова, В. И. Антонов, В. А. Наумов, А. В. Солдатов, Н. Г. Иванов; заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Научно-производственное предприятие “ЭКРА”. – № 2019134983; заявл. 31.10.2019; опубл. 10.03.2020, Бюл. № 7.
13. Воробьев, Е. С. Функциональная совместимость устройств РЗА мультивендорных цифровых подстанций. [Текст] / Е. С. Воробьев, В. И. Антонов, В. А. Наумов, Н. А. Дони, А. В. Солдатов // Релейная защита и автоматизация. – 2019. – № 4 (37). – С. 42 – 45.
14. Антонов, В. И. Распознавание информационного образа электрического сигнала в условиях его структурной неопределённости [Текст] / В. И. Антонов, В. А. Наумов, Д. Е. Васильева, Н. Г. Иванов, А. В. Солдатов [и др.] // Релейная защита и автоматизация. – 2017. – № 4(29). – С. 42 – 48.
15. Воробьев, Е. С. Принципы управления размерностью структурных моделей электрических сигналов интеллектуальной энергетики [Текст] / Е. С. Воробьев, В. И. Антонов, В. А. Наумов, А. В. Солдатов, Н. Г. Иванов // Релейная защита и автоматизация. – 2021. – № 1 (42). – С. 30 – 37.
16. Антонов, В. И. Обработка сигнала с высокой частотой дискретизации в цифровой релейной защите и автоматике [Текст] / В. И. Антонов, В. А. Наумов, А. В. Солдатов [и др.] // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: сб. науч. труд. НПП “ЭКРА”, 2013. – Вып. 2. – С. 12 – 21.