

# Алгоритмы подавления апериодической составляющей в аварийных токах<sup>1</sup>

КУЛИКОВ А.Л., ФАЛЬШИНА В.А., КОЛОБАНОВ П.А.

Выявление повреждений в электроэнергетических системах осуществляется устройствами релейной защиты и противоаварийной автоматики на основе анализа аварийных токов и напряжений. Для обработки сигналов токов и напряжений в цифровой РЗА широкое распространение получило дискретное преобразование Фурье. Информационной в электрическом сигнале является составляющая промышленной частоты. Все остальные компоненты, в том числе высшие гармоники и апериодическая составляющая, являются помехами, снижающими точность оценки аварийных параметров сигнала. Проведен анализ работы цифровых фильтров аварийных токов с подавлением аварийных составляющих по модельным и натурным экспериментам. Приведены упрощенные алгоритмы квадратурной фильтрации и определены преимущества алгоритмов по объему вычислительных затрат и точности.

Ключевые слова: энергосистема, аварии, аварийные токи и напряжения, активное и реактивное сопротивления, цифровые фильтры

Электроэнергетической системе свойственны повреждения. Выявление повреждений осуществляется устройствами релейной защиты и противоаварийной автоматики (РЗА) на основе анализа аварийных токов и напряжений. Для обработки сигналов токов и напряжений в цифровой РЗА широкое распространение получило дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Информационной в электрическом сигнале является составляющая промышленной частоты. Все остальные компоненты, в том числе высшие гармоники и апериодическая составляющая, являются помехами, снижающими точность оценки аварийных параметров сигнала. ДПФ подавляет высшие гармоники относительно сигнала промышленной частоты, однако апериодическую составляющую

$$x_{\text{ап}}(t) = X_0 \exp(-t/T_a) = X_0 \exp(-g t) \quad (1)$$

(где  $X_0$  – начальное значение апериодической составляющей при  $t=0$ ;  $T_a = 1/g$  – постоянная времени затухания) с помощью ДПФ полностью отфильтровать практически невозможно, что приводит к погрешности до 15% при расчете амплитуды тока [1].

В статье приведен анализ известных и разработанных авторами алгоритмов подавления апериодической составляющей в аварийном сигнале тока с использованием моделирования и натурных экспериментов.

Основные алгоритмы фильтрации апериодической составляющей в аварийных сигналах тока можно разделить на три вида (рис. 1).

Алгоритмы I (рис. 1). Используется пара ортогональных фильтров вида:

$$\begin{aligned} y_n &= \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} a_i; \\ y_{\wedge n} &= \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} b_i, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $x_n$  –  $n$ -й отчет входного сигнала;  $N$  – число отчетов входного сигнала на период промышленной частоты;  $y_n$  и  $y_{\wedge n}$  – ортогональные составляющие сигнала промышленной частоты;  $a_i$  и  $b_i$  – коэффициенты фильтра.

Коэффициенты  $a_i$  и  $b_i$  (2) фильтра выбираются, как правило, из таблиц. Значения коэффициентов подбираются таким образом, чтобы полностью отфильтровать апериодическую составляющую конкретного значения  $g$ . Расчетные соотношения для получения коэффициентов являются громоздкими и базируются на сложных математических выражениях [2].

Авторами была предложена упрощенная реализация алгоритма фильтрации (2), совмещающая ДПФ с подавлением апериодической составляющей с использованием равенств:

$$\begin{aligned} y_n &= \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \cos \frac{2\pi i}{N} + h_1 \frac{\ddot{\phantom{x}}}{\ddot{\phantom{x}}}; \\ y_{\wedge n} &= -\frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \sin \frac{2\pi i}{N} + h_2 \frac{\ddot{\phantom{x}}}{\ddot{\phantom{x}}} \end{aligned} \quad (3)$$

где  $h_1$  и  $h_2$  – постоянные коэффициенты, обеспечивающие подавление апериодической составляющей при заданном значении  $g$ .

В отличие от варианта фильтрации (2), требующего предварительного расчета  $2N$  коэффициентов фильтра  $a_i$ ,  $b_i$ , для варианта (3) необходимо получить лишь два постоянных коэффициента  $h_1$  и  $h_2$ .

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ (гос. контракт № 14.577.21.0073 от 05.06.2014).



Рис. 1. Основные алгоритмы цифровой фильтрации аperiodической составляющей аварийных сигналов тока

В условиях изменяющихся схем, режимов электрических сетей и электроустановок постоянная времени затухания аperiodической составляющей  $\tau$  может принимать значения в широком диапазоне [3]. Поэтому экономия памяти при хранении коэффициентов цифровой фильтрации может оказаться существенной для измерительных устройств, а также аппаратуры РЗПА.

Дальнейшее упрощение можно получить, воспользовавшись вычислительными методами, предложенными в [4, 5]. С учетом изложенных подходов упрощенная цифровая фильтрация реализуется на основе двух групп выражений:

$$y_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \cos \frac{2\pi i \tau}{N \tau} + h_1 \frac{\tau}{\tau} \quad (4)$$

$$y_{\wedge n} = \frac{1}{\sin \frac{\pi \tau}{N \tau}} \sum_{i=0}^{N-1} y_n \cos \frac{2\pi i \tau}{N \tau} y_{n-1} \frac{\tau}{\tau}$$

$$y_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \sin \frac{2\pi i \tau}{N \tau} + h_2 \frac{\tau}{\tau} \quad (5)$$

$$y_{\wedge n} = \frac{1}{\sin \frac{\pi \tau}{N \tau}} \sum_{i=0}^{N-1} y_n \cos \frac{2\pi i \tau}{N \tau} y_{n-1} \frac{\tau}{\tau}$$

Предложения следует дополнить модификациями выражений:

$$y_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \cos \frac{2\pi i \tau}{N \tau} + \frac{\tau}{N \tau} + h_3 \frac{\tau}{\tau} \quad (6)$$

$$y_{\wedge n} = \frac{1}{\sin \frac{\pi \tau}{N \tau}} \sum_{i=0}^{N-1} y_n \cos \frac{2\pi i \tau}{N \tau} y_{n-1} \frac{\tau}{\tau}$$

$$y_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \sin \frac{2\pi i \tau}{N \tau} + \frac{\tau}{N \tau} + h_4 \frac{\tau}{\tau} \quad (7)$$

$$y_{\wedge n} = \frac{1}{\sin \frac{\pi \tau}{N \tau}} \sum_{i=0}^{N-1} y_n \cos \frac{2\pi i \tau}{N \tau} y_{n-1} \frac{\tau}{\tau}$$

позволяющими реализовать цифровую фильтрацию аварийного сигнала тока с лучшим подавлением аperiodической составляющей или высших гармоник, соответственно.

Важно, что применение упрощенных алгоритмов по равенствам (4)–(7) позволяет не только сохранить число вычислительных операций, но сократить до одного коэффициенты фильтра (соответственно  $h_1 - h_4$ ) для подавления аperiodической составляющей.

Получение конкретных значений коэффициентов  $h_1 - h_4$  можно реализовать путем решения уравнений (4)–(7) при подстановке выборочных значений  $x_{n-i}$  для заданной постоянной времени  $\tau$ , а также одной из ортогональных составляющих  $y_n$ . Например, для  $\tau = 200 \text{ с}^{-1}$  и  $N = 4$  имеем:

$$y_n = \frac{2}{4} \sum_{i=0}^{4-1} x_{n-i} \cos \frac{2\pi i \tau}{4 \tau} + 0 \frac{\tau}{\tau} + h \frac{\tau}{\tau} \text{ при этом}$$

$$h = \frac{e^{-2} - 1}{e^{-1} + e + e^{-2} + 1};$$

$$y_n = \frac{2}{4} \sum_{i=0}^{4-1} x_{n-i} \sin \frac{2\pi i \tau}{4 \tau} + \frac{\tau}{4 \tau} + h \frac{\tau}{\tau} \text{ при этом}$$

$$h = \frac{\sqrt{2}(e^{-1} - e + e^{-2} - 1)}{2e^{-1} + 2e + 2e^{-2} + 2}.$$

Результаты вычисления коэффициентов  $h_1 - h_4$  при различных значениях  $\tau$  сведены в табл. 1. Значения коэффициентов ограничены четвертым знаком после запятой, так как последующее их уточнение не влияет на результат фильтрации.

Характеристики цифровой фильтрации мгновенных значений аварийного тока с учетом аperiodической составляющей иллюстрирует рис. 2. На рис. 2,а приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) цифровых фильтров по выражениям (2)–(7). Расчет АЧХ фильтров проводился с учетом методики [6], основанной на соотношении:

Таблица 1

Алгоритм (выражение)	Коэффициент	Значения коэффициентов фильтрации по выражениям (4)–(7)						
		g= 20 c <sup>-1</sup>	g= 40 c <sup>-1</sup>	g= 60 c <sup>-1</sup>	g= 80 c <sup>-1</sup>	g= 100 c <sup>-1</sup>	g= 120 c <sup>-1</sup>	g= 140 c <sup>-1</sup>
N = 36								
(3), (5)	$h_2$	-0,0629	-0,1236	-0,1808	-0,2333	-0,2804	-0,3215	-0,3566
(3), (4)	$h_1$	-0,0096	-0,0268	-0,0511	-0,0815	-0,1168	-0,1558	-0,1973
(7)	$h_4$	-0,0635	-0,1255	-0,1845	-0,2395	-0,2895	-0,3339	-0,3725
(6)	$h_3$	-0,004	-0,0159	-0,0352	-0,0608	-0,0919	-0,1272	-0,1655
N = 20								
(3), (5)	$h_2$	-0,0623	-0,1218	-0,1773	-0,2278	-0,2726	-0,3112	-0,3435
(3), (4)	$h_1$	-0,0139	-0,0354	-0,0636	-0,0975	-0,1359	-0,1777	-0,2215
(7)	$h_4$	-0,0637	-0,1258	-0,1851	-0,2403	-0,2905	-0,3351	-0,3739
(6)	$h_3$	-0,004	-0,0159	-0,0351	-0,0606	-0,0916	-0,1268	-0,165

$$A_{\max}(f) = \sqrt{\frac{A\alpha X_{y_n}^2(f) + A\alpha X_{y_{\wedge n}}^2(f) + \sqrt{A^2(f) + B^2(f)}}{2}}, \tag{8}$$

где  $A\alpha X_{y_n}(f)$  и  $A\alpha X_{y_{\wedge n}}(f)$  – АЧХ ортогональных фильтров  $y_n$  и  $y_{\wedge n}$ , соответственно;

$$A(f) = -A\alpha X_{y_{\wedge n}}^2(f) \sin(2\Phi\alpha X(f));$$

$$B(f) = A\alpha X_{y_n}^2(f) + A\alpha X_{y_{\wedge n}}^2(f) \cos(2\Phi\alpha X(f));$$

$$\Phi\alpha X(f) = \Phi\alpha X_{y_n}(f) - \Phi\alpha X_{y_{\wedge n}}(f).$$

На рис. 2,б приведены нормированные ошибки компенсации аperiodической составляющей  $|DX(g)|$  с учетом задания начального значения  $X_0 = 1$ . При формировании зависимостей рис. 2 использовались модельные расчеты. Номера кривых рис. 2 соответствуют математическим выражениям, участвующим в формировании цифровых фильтров.

Анализ характеристик цифровой фильтрации (рис. 2) по выражениям (2)–(7) позволяет сделать следующие выводы:

- упрощенные алгоритмы (3), (5), (7) не уступают по фильтрующим свойствам (рис. 2,а) высших гармоник более сложному алгоритму (2) [2];
- алгоритмы (2)–(7) полностью подавляют аperiodическую составляющую (рис. 2,в) определенного значения  $g = 40 \text{ c}^{-1}$ ;
- упрощенные алгоритмы (4), (6) несколько хуже обеспечивают фильтрацию высших гармоник (рис. 2,а), но обеспечивают хорошую фильтрацию аperiodической составляющей не только для конкретного значения ( $g = 40 \text{ c}^{-1}$ ), но и в широком диапазоне (рис. 2,в).

Алгоритмы II (рис. 1). В общем случае постоянная времени затухания аварийных сигналов тока  $g$  является величиной случайной и зависит от параметров компонент электроэнергетических систем (особенно линий электропередачи), характера замыкания (металлическое или через переходное сопротивление) и ряда других факторов. В таком случае цифровая фильтрация аварийных токов, рассмотренная ранее, становится не эффективной из-за существенных ошибок.

Для подавления аperiodической составляющей аварийного тока в диапазоне значений постоянной времени затухания авторами предлагается использовать модификацию упрощенной фильтрации [4, 5] вида:

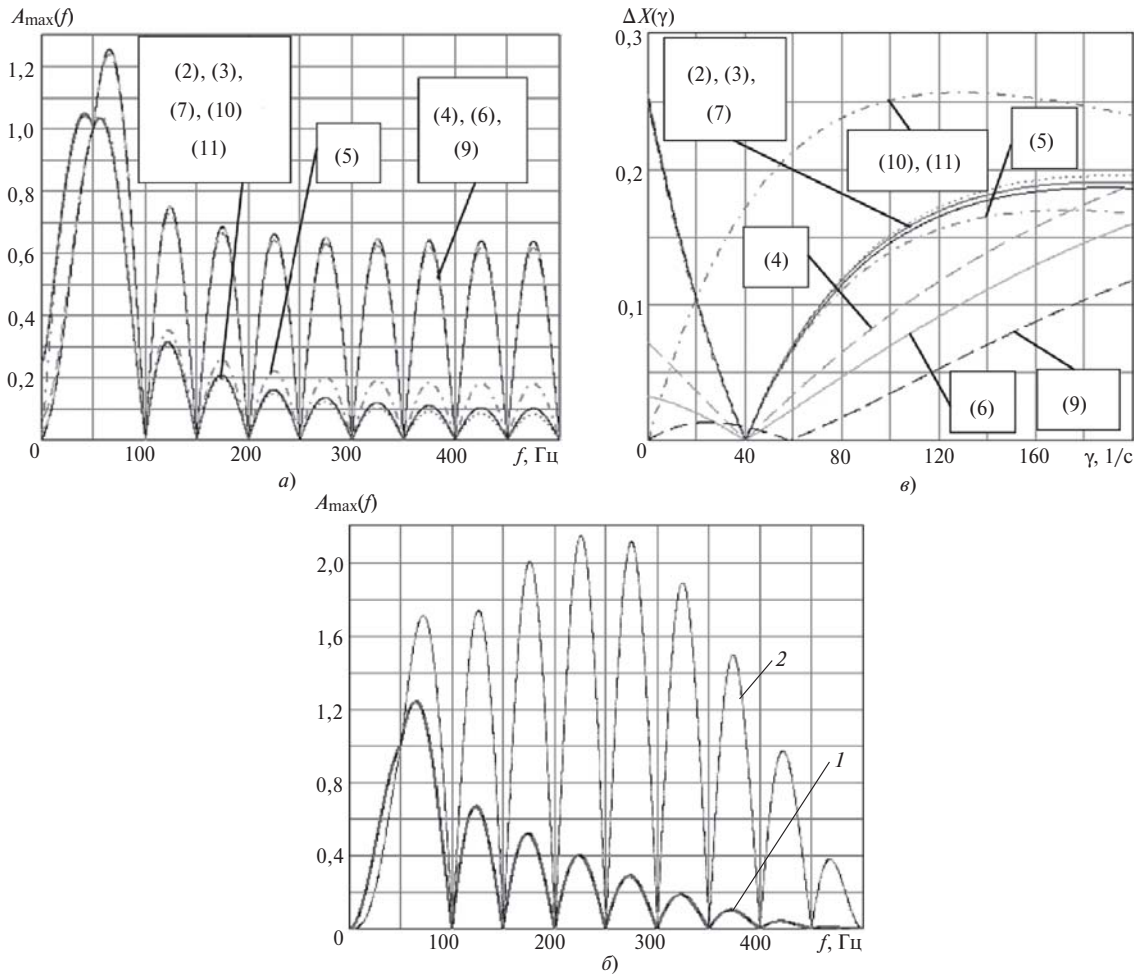
$$y_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \frac{\sin \frac{\pi p i}{N}}{\sin \frac{\pi p}{N}} e^{-j \frac{\pi p i}{N}}$$

$$y_{\wedge n} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} y_n \cos \frac{\pi p i}{N} e^{-j \frac{\pi p i}{N}} y_{n-1} \frac{\sin \frac{\pi p}{N}}{\sin \frac{\pi p}{N}}$$
(9)

со специальным подбором значения фазового угла  $j$ .

Техническая реализация алгоритма фильтрации на основе (9) аналогична выражениям (4)–(7), а расчет  $j$  может быть выполнен путем решения уравнений (9) с подстановкой дискретных значений  $x_{n-i}$ ,  $y_n$ . Расчетные значения угла для разных постоянных затухания  $g$  приведены в табл. 2.

Характеристики цифровой фильтрации высших гармоник и аperiodической составляющей для варианта с использованием выражения (9) представлены на рис. 2. Следует отметить, что примененные методы упрощенной фильтрации позволяют



**Рис. 2.** Амплитудно-частотные характеристики цифровых фильтров по соответствующим математическим выражениям (а и б) и нормированные ошибки фильтрации аperiodической составляющей в аварийном сигнале тока на периоде промышленной частоты при  $N = 20$  и различных значениях постоянной затухания  $\gamma$  (с): 1 – алгоритм по (7) при  $h_4 = 0$  и с коррекцией (12); 2 – алгоритм по (6) при  $h_3 = 0$  и с коррекцией (12)

получить оригинальный алгоритм, отличающийся от ДПФ с фазовым сдвигом:

$$y_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{a} x_{n-i} \cos \frac{2\pi i}{N} - j \frac{\ddot{a}}{\vartheta} \quad (10)$$

$$y_{\wedge n} = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{a} x_{n-i} \sin \frac{2\pi i}{N} - j \frac{\ddot{a}}{\vartheta}$$

и обычного ДПФ:

$$y_n = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{a} x_{n-i} \cos \frac{2\pi i}{N} \quad (11)$$

$$y_{\wedge n} = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \dot{a} x_{n-i} \sin \frac{2\pi i}{N}$$

не обладающими свойствами эффективного подавления аperiodической составляющей (рис. 2).

Важно, что предложенный алгоритм фильтрации с использованием (9) обеспечивает подавление аperiodической составляющей (рис. 2), например в диапазоне значений  $\gamma$  от 0 до  $120 \text{ c}^{-1}$  с погрешностью, не превышающей 5% при настройке на  $\gamma = 40 \text{ c}^{-1}$ .

Алгоритмы III (рис. 1). Такие универсальные алгоритмы предполагают наряду с квадратурной обработкой, связанной с получением ортогональных составляющих  $y_n, y_{\wedge n}$  из аварийного сигнала тока и выполняемой, как правило, с помощью ДПФ,

Таблица 2

Значение $N$	Расчетные значения фазового угла $j$ при различных значениях $\gamma \text{ (c}^{-1}\text{)}$						
	20	40	60	80	100	120	140
20	$\pi/2,45$	$\pi/2,55$	$\pi/2,65$	$\pi/2,77$	$\pi/2,91$	$\pi/3,09$	$\pi/3,24$
36	$\pi/2,3$	$\pi/2,43$	$\pi/2,5$	$\pi/2,61$	$\pi/2,74$	$\pi/2,88$	$\pi/3,03$

реализацию дополнительной цифровой фильтрации с целью исключения одной или нескольких спектральных компонент. Применяется дополнительный цифровой фильтр, приводящий к увеличению вычислительных (аппаратурных) затрат, снижающий быстродействие реализации общего алгоритма обработки, несколько ухудшающий динамические характеристики фильтрации и др.

Например, в [7] предлагается использование трех последовательных комплексных отчетов (результатов квадратурной обработки)  $y_n, y_{n-1}, y_{n-2}$  для реализации дополнительного цифрового фильтра. Применительно к подавлению аperiodической составляющей в цифровом сигнале тока алгоритм дополнительного цифрового фильтра основывается на следующих соотношениях:

$$y_n = y_n + jy_{\wedge n}; \quad a = \exp\left\{j \frac{2\pi\theta}{N}\right}$$

$$d_n = e^{-gT} = \frac{y_n - a y_{n-1}}{y_{n-1} - d y_{n-2}}; \quad X_n = \frac{y_{n-1} - d_n y_{n-2}}{a - d} \quad (12)$$

где  $X_n$  – результат модифицированной квадратурной обработки цифровых отчетов аварийного тока с компенсацией аperiodической составляющей.

Исследования авторов показали, что рассмотренный универсальный алгоритм позволяет отфильтровать практически полностью аperiodическую составляющую для модели аварийного сигнала тока вида

$$x(t) = X \sin(\omega_0 t + a) + X_0 \exp(-gt).$$

Однако универсальный алгоритм цифровой фильтрации в ряде случаев теряет положительные свойства подавления высших гармоник, помех и других высокочастотных составляющих, иногда усиливая их и увеличивая результирующие ошибки оценки амплитуды тока. Об этом свидетельствуют амплитудно-частотные характеристики универсального фильтра (рис. 2,б).

Как отмечалось ранее, применение дополнительного цифрового фильтра существенно увеличивает вычислительные затраты. Например, в предположении [8], что комплексное умножение эквивалентно четырем действительным, комплексное сложение содержит два действительных сложения, а одно действительное умножение соответствует по вычислительным затратам четырем действительным сложениям, получаем, что введение дополнительной фильтрации требует вычислительных затрат, эквивалентных 88 операциям действительного сложения. Очевидно, что в условиях высокой частоты дискретизации значений аварийного тока такая дополнительная вычислительная нагрузка может потребовать существенного повышения быстродействия вычислительных средств.

*Анализ аппаратурной и программной реализации цифровых фильтров.* Структурные схемы цифровых фильтров аварийных токов с компенсацией аperiodической составляющей приведены на рис. 3. Не приводится структура дополнительного цифрового фильтра, реализующего вычисления согласно (12) ввиду очевидности схемного решения.

На рис. 3,а представлена структура цифрового фильтра, реализующего алгоритмы по выражениям (2), (3), (10), (11). В качестве коэффициентов  $a_i$ ,

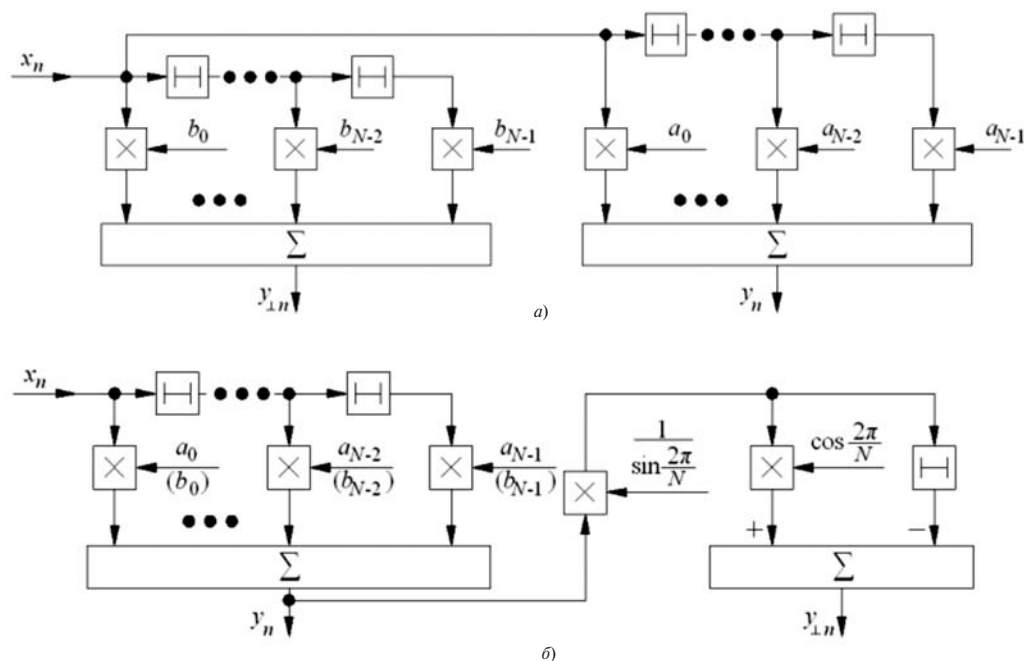


Рис. 3. Структурная схема цифровых фильтров с компенсацией аperiodической составляющей: а – традиционная; б – упрощенная

$b_i$  используются множители ДПФ  $(\frac{2}{N} \cos \frac{2pi}{N}; -\frac{2}{N} \sin \frac{2pi}{N})$ , а также их модификации  $(\frac{2}{N} \cos \frac{2pi}{N} + h_1 \frac{\ddot{\circ}}{\partial} - \frac{2}{N} \sin \frac{2pi}{N} + h_2 \frac{\ddot{\circ}}{\partial})$  например, для алгоритма (3)) и ортогональные коэффициенты (2).

На рис. 3,б представлена структурная схема цифрового фильтра, реализующего упрощенные алгоритмы по выражениям (4)–(7), (9). Анализ структур цифровых фильтров (рис. 3) показывает, что упрощенная фильтрация с подавлением апериодической составляющей требует практически в 2 раза меньше аппаратных затрат.

Аналогичная ситуация при анализе программной реализации (рассматриваемых) алгоритмов фильтрации. Используя изложенную ранее методику оценки вычислительных затрат [8], примененную к расчету числа эквивалентных операций (сложения) для реализации дополнительного цифрового фильтра, проведен сравнительный расчет требуемого их числа. Результаты расчетов приведены на рис. 4.

Анализ рис. 4 показывает, что разработанные алгоритмы упрощенной цифровой фильтрации аварийных токов с учетом апериодической составляющей требуют приблизительно в 1,9 раза меньшего числа вычислительных операций.

**Анализ быстродействия цифровых фильтров.** Быстродействие цифровой фильтрации оценим: по необходимому числу операций обработки сигналов; по задержке в структуре цифрового фильтра.

С точки зрения программной реализации наименее требовательны по быстродействию (производительности процессора вычислительного средства) являются алгоритмы (4)–(7), (9) (рис. 4). Выигрыш в быстродействии особенно актуален при реализации стандарта МЭК 61850 9-2LE при больших значениях  $N$ , при малом интервале дискретизации. Поскольку в малом интервале дискретизации объ-

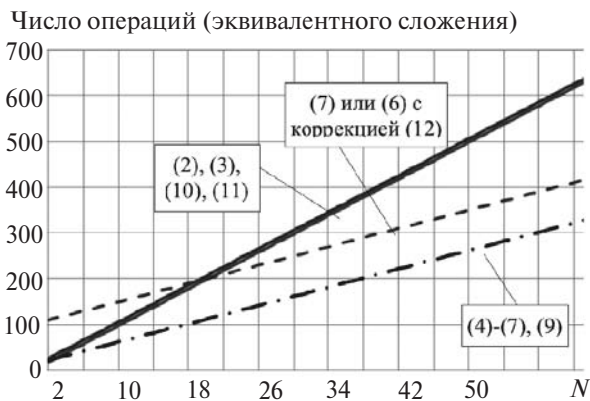


Рис. 4. Оценки программной реализации алгоритмов фильтрации, выраженные в числе эквивалентных операций сложения

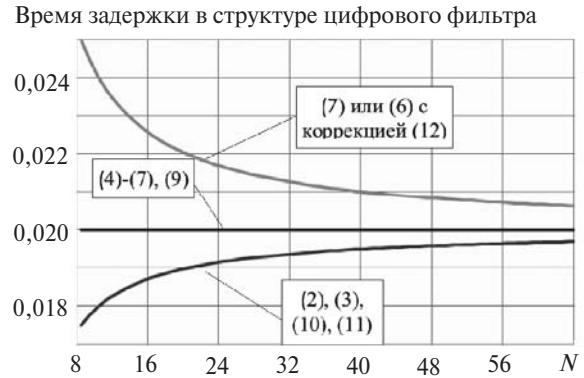


Рис. 5. Зависимость задержки в структуре фильтра от числа отчетов в окне данных

ем вычислений велик, то требования к быстродействию должны быть очень жесткие.

Задержка в структуре цифрового фильтра влияет на конечное быстродействие устройства. Хотя алгоритмы упрощенной фильтрации обладают несколько большим временем реализации (рис. 5), однако при больших значениях  $N$  эта разница становится незначительной.

**Модельные и натурные эксперименты с цифровой фильтрацией аварийных токов.** Для исследования качества фильтрации аварийного тока  $i(t)$  при наличии апериодической составляющей проводились модельные эксперименты. Наряду с расчетом ошибок амплитуды тока дополнительно оценивались ошибки вычисления активного  $R$  и реактивного  $X$  сопротивлений при заданном изменении напряжения  $u(t)$  короткого замыкания (КЗ). Модельные эксперименты проводились при числе отчетов на период промышленной частоты  $N=6$  на двух различных сигналах в условиях:

$b_i$  металлического КЗ:

$$u(t) = 220 \times 10^3 \cos(2\pi 50t + 82,74^\circ), \text{ В};$$

$$i(t) = 7246,61 [\cos(2\pi 50t) - e^{-g t}], \text{ А}; \quad (13)$$

$$R = 3,822 \text{ Ом}; \quad X = 30 \text{ Ом}; \quad g = 40 \text{ с}^{-1};$$

(КЗ через переходное сопротивление:

$$u(t) = 220 \times 10^3 \cos(2\pi 50t + 78,31^\circ), \text{ В};$$

$$i(t) = 7181,24 [\cos(2\pi 50t) - e^{-g t}], \text{ А} \quad (14)$$

$$(R = 6,207 \text{ Ом}; \quad X = 30 \text{ Ом}; \quad g = 65 \text{ с}^{-1}).$$

Сопоставительному анализу подлежали алгоритмы ДПФ (11), а также алгоритмы упрощенной фильтрации (6), (7) и (9), в том числе алгоритмы (6), (7) с коррекцией (12). Коэффициенты  $h_3, h_4, j$  для алгоритмов выбирались согласно табл. 2, 3. При расчетах оценочных значений активного  $R_n$  и реактивного  $X_n$  сопротивлений использовались известные дискретные выражения:

$$R_n = \frac{u_n i_n + u_{\wedge n} i_{\wedge n}}{i_n^2 + i_{\wedge n}^2}; \quad X_n = \frac{u_{\wedge n} i_n - u_n i_{\wedge n}}{i_n^2 + i_{\wedge n}^2}. \quad (15)$$

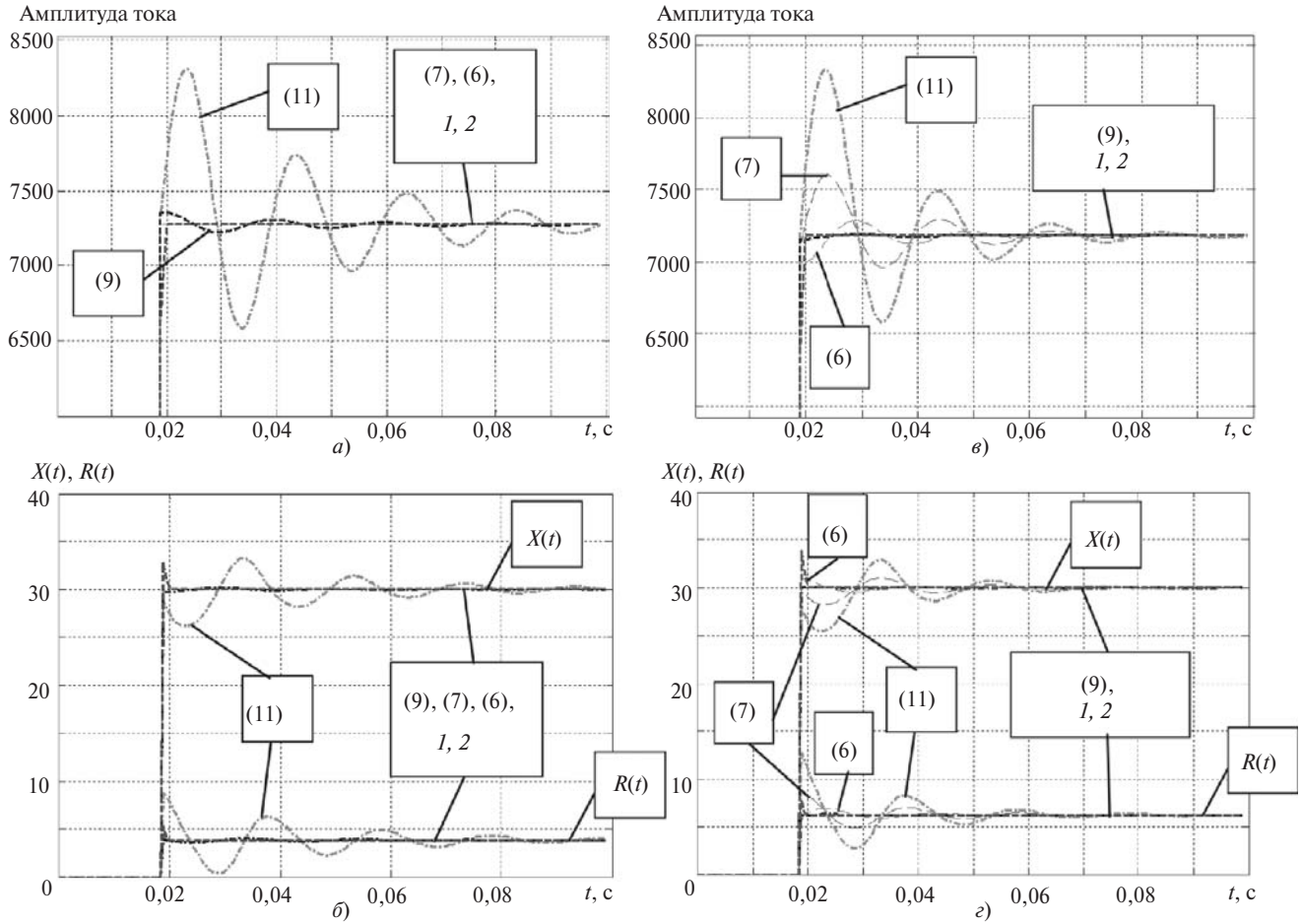


Рис. 6. Оценка амплитуды тока КЗ (а и б), активного и реактивного сопротивлений (в и г) для модельных сигналов (13), (14) соответственно: 1 – алгоритм по (7) при  $h_4 = 0$  и с коррекцией (12); 2 – алгоритм по (6) при  $h_3 = 0$  и с коррекцией (12)

Таблица 3

Алгоритм (выражение)	Максимальная погрешность (%) оценки амплитуды тока КЗ, активного и реактивного сопротивлений					
	Модельный сигнал (15)			Модельный сигнал (16)		
	Оценка амплитуды тока КЗ	Оценка R	Оценка X	Оценка амплитуды тока КЗ	Оценка R	Оценка X
(11)	14	130,6	12,8	16,1	105	15
(7)	0	0	0	10,2	42	6
(6)	0	0	0	2,9	10,7	3
(9)	1,1	7,25	1,2	0,3	1,1	0,3
(7) с $h_4 = 0$ и коррекцией (12)	0	0	0	0	0	0
(6) с $h_3 = 0$ и коррекцией (12)	0	0	0	0	0	0

Результаты модельных экспериментов представлены на рис. 6 и в табл. 3.

Анализ рис. 6 и табл. 3 позволяет сделать вывод, что алгоритмы упрощенной фильтрации (9), в

том числе (6) или (7) с коррекцией (12) (1 и 2 на рис. 6), являются наиболее точными как в условиях металлического КЗ, так и при замыкании через переходное сопротивление.

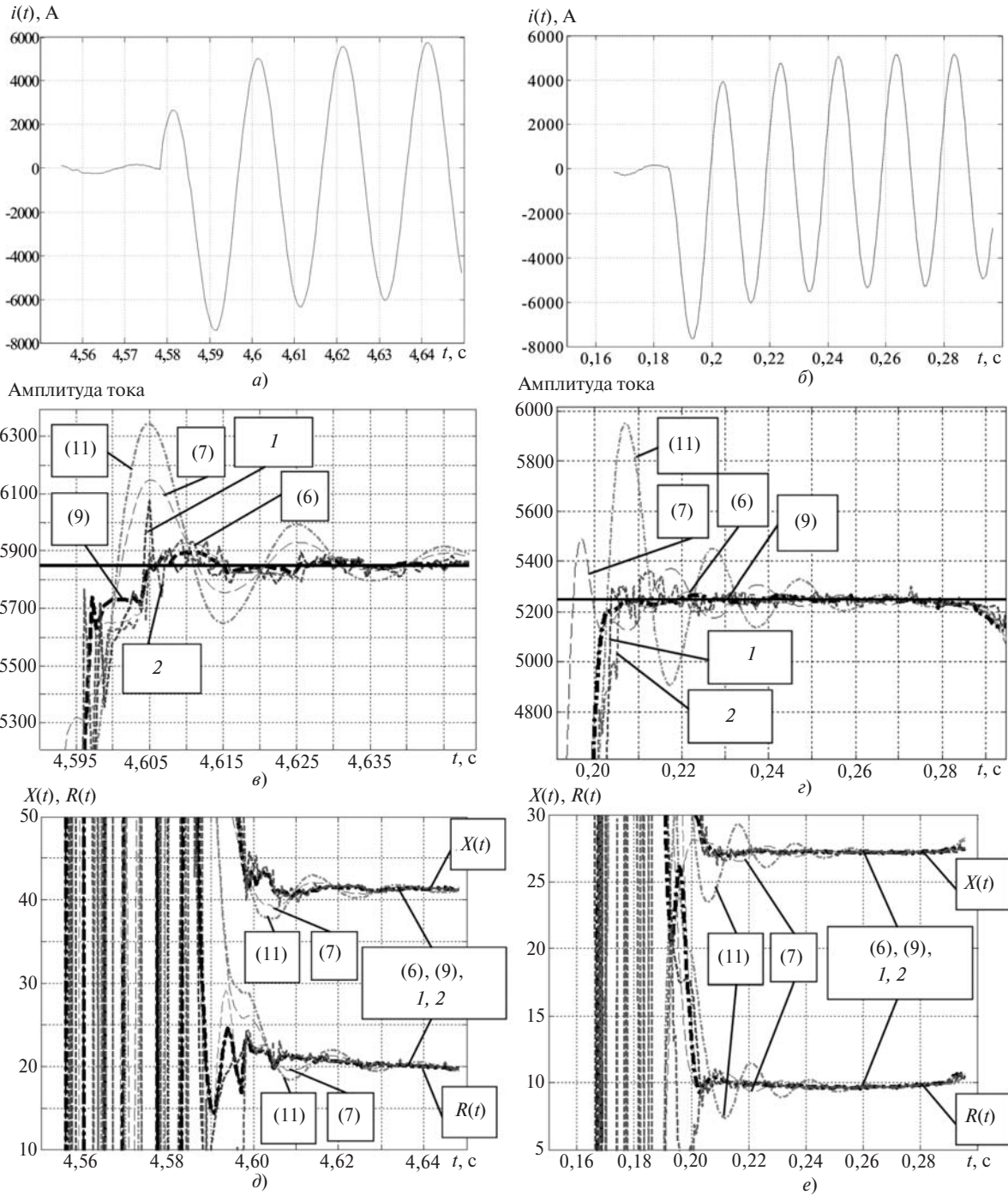


Рис. 7. Осциллограммы тока короткого замыкания (а, б), оценки его амплитуды (в, д), активного и реактивного сопротивлений (е, ф): 1 – алгоритм по выражению (7) при  $h_4 = 0$  и с коррекцией (12); 2 – алгоритм по выражению (6) при  $h_3 = 0$  и с коррекцией (12)

Дополнительно проводились эксперименты по цифровой фильтрации аварийных осциллограмм. В качестве экспериментальной базы были выбраны ВЛ 500 кВ Арзамас–Радуга Южная и ВЛ 220 кВ Арзамас–Сергач филиала ОАО «ФСК ЕЭС» – Нижегородское ПМЭС. Частота дискретизации составляла 1800 Гц ( $N=36$ ), а параметры ВЛ и аварийных осциллограмм сведены в табл. 4.

С учетом удельных параметров ВЛ 500, 220 кВ были подобраны коэффициенты для реализации

фильтрации по выражениям (6), (7) и (9) с подавлением аperiodической составляющей:

для ВЛ 500 кВ Арзамас–Радуга Южная:  
 $h_3 = -0,08207748$ ;  $h_4 = -0,00760169$ ;  $j = p / 2,34$ ;

для ВЛ 220 кВ Арзамас–Сергач:  
 $h_3 = -0,21749667$ ;  $h_4 = -0,05055037$ ;  $j = p / 2,57$ .

Натурные эксперименты по цифровой фильтрации аварийных осциллограмм тока (рис. 7) указывают на высокую точность оценки требуемых параметров. Следует отметить, что упрощенные алго-



Таблица 4

Исследуемая ВЛ	Марка провода	Длина ВЛ, км	Оценка $T_a$ , с					Визуальное отображение осциллограммы
			Оценочные значения $T_a$ по параметрам ВЛ ( $T_a$ при металлическом КЗ) [3]				Оценочное значение $T_a$ по осциллограмме	
			$R_0$ , Ом/км	$X_0$ , Ом/км	$T_a$ , с	$g$ , с <sup>-1</sup>		
ВЛ 500 кВ Арзамас–Радуга Южная	3*АС-480/60	121,71	0,025	0,306	0,039	26	0,025 с 40 с <sup>-1</sup>	Рис. 7,а
ВЛ 220 кВ Арзамас–Сергач	АС-300/39	109,4	0,098	0,429	0,014	72	0,02 с 51 с <sup>-1</sup>	Рис. 7,б

ритмы, обладая малым числом вычислительных операций, не уступают по точности фильтрации традиционным алгоритмам.

**Выводы.** 1. Использование специальных алгоритмов, настраиваемых на фильтрацию аperiodической составляющей, в сравнении с ДПФ является эффективным способом повышения точности оценки параметров аварийного тока.

2. Перспективно применение алгоритмов упрощенной фильтрации, обладающих высокой точностью и приблизительно в 1,9 раза меньшим числом вычислительных операций.

3. Результаты модельных и натурных экспериментов обосновывают целесообразность применения рассмотренных алгоритмов фильтрации в измерительных устройствах и цифровой релейной защите.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Yong Guo, Deshu Chen.** Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying DC-offset on the Fourier algorithm. – IEEE Transactions on power delivery, July 2003, vol. 18, No. 3, pp. 711–717.
2. **Lobos T.** Nonrecursive methods for real-time determination of basic waveforms of voltages and currents. – IEE Proceedings, November 1989, vol. 136, No. 6, pp. 347–351.
3. **Щедрин Н.Н.** Токи короткого замыкания высоковольтных систем. – М.: ОНТИ, 1935, 455 с.
4. **Куликов А.Л., Фальшина В.А.** Алгоритмы упрощенной цифровой фильтрации электрических сигналов промышленной частоты. – Промышленная энергетика, 2012, № 5, с. 39–46.

5. **Куликов А.Л., Свечников А.С., Фальшина В.А.** Преобразование Хартли в задачах квадратурной фильтрации сигналов релейной защиты. Известия вузов. Проблемы энергетика, 2011, № 7–8, с. 123–134.

6. **Liancheng Wang.** Frequency responses of phasor-based microprocessor relaying algorithms. – IEEE Transactions on power delivery, January 1999, vol. 14, No. 1, pp. 98–109.

7. **Chen Ching-Shan, Liu Chih-Wen, Jiang Joe-Air.** Application of Combined Adaptive Fourier Filtering Technique and Fault Detector to Fast Distance Protection. – Transactions on Power delivery, April 2006, vol. 21, No. 2, pp. 619–626.

8. **Маклеллан Дж.Х., Рейдер Ч.М.** Применение теории чисел в цифровой обработке сигналов. – М.: Радио и связь, 1983, 264 с.

[14.04.14]

*Авторы: Куликов Александр Леонидович в 2007 г. защитил докторскую диссертацию «Дистанционное определение мест повреждений высоковольтных линий электропередачи средствами цифровой обработки сигналов» в Ивановском государственном энергетическом университете. Директор филиала ОАО «ФСК ЕЭС» – Нижегородское ПМЭС, профессор кафедры «Электроэнергетика, электроснабжение и силовая электроника» Нижегородского государственного технического университета (ЭЭСЭ НГТУ).*

*Фальшина Вера Анатольевна окончила факультет автоматики и электромеханики НГТУ в 2011 г. Аспирант кафедры ЭЭСЭ НГТУ. Инженер филиала ОАО «ФСК ЕЭС» – Нижегородское ПМЭС.*

*Колобанов Петр Алексеевич окончил факультет автоматики и электромеханики НГТУ в 2012 г. Ас-*

*Elektrichestvo (Electricity), 2014, No. 11, pp. 26–35*

## Digital Filters of Fault Currents with Suppressing the DC Component

A.L. KULIKOV, V.A. FAL'SHINA and P.A. KOLOBANOV

*Faults occurring in an electric power system are detected by relay protection and emergency automatic control (RPEC) devices based on an analysis of emergency currents and voltages. The discrete Fourier transform has received wide use for processing the current and voltage signals in digital RPEC devices. The power frequency component is used as a source of information in the electric signal. All other components,*

including higher harmonic components and the DC component, are noise degrading the accuracy of evaluating the emergency parameters in the signal. Digital filters of fault currents fitted with means for suppressing DC components are analyzed using the results of model and full-scale experiments. Simplified quadrature filtration algorithms are presented, and their advantages in terms of the required computation effort and achieved accuracy are determined.

Key words: power system, failures, fault signals, currents, voltages, digital filters, resistance, reactance

пирант кафедры ЭЭСЭ НГТУ, инженер ООО «ЭС-Проект» (Н. Новгород).

#### REFERENCES

1. **Yong Guo, Deshu Chen.** Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying DC-offset on the Fourier algorithm. – IEEE Transactions on power delivery, July 2003, vol. 18, No. 3, pp. 711–717.
2. **Lobos T.** Nonrecursive methods for real-time determination of basic waveforms of voltages and currents. – IEE Proceedings, November 1989, vol. 136, No. 6, pp. 347–351.

3. **Shchedrin N.N.** Toki korotkogo замыкaniya vysokovol'tnykh system (Short-circuit currents of high-voltage systems). Moscow. Publ. ONTI, 1935, 455 p.

4. **Kulikov A.L., Fal'shina V.A.** Promyshlennaya energetika (Industrial energy), 2012, No. 5, pp. 39–46.

5. **Kulikov A.L., Svechnikov A.S., Fal'shina V.A.** Izvestiya vuzov. Problemy energetiki (News of higher education institutions Energy problems), 2011, No. 7–8, pp. 123–134.

6. **Liancheng Wang.** Frequency responses of phasor-based microprocessor relaying algorithms. – IEEE Transactions on power delivery, January 1999, vol. 14, No. 1, pp. 98–109.

7. **Chen Ching-Shan, Liu Chih-Wen, Jiang Joe-Air.** Application of Combined Adaptive Fourier Filtering Technique and Fault Detector to Fast Distance Protection. – Transactions on Power delivery, April 2006, vol. 21, No. 2, pp. 619–626.

*Authors: Kulikov Aleksandr Leonidovich (Nizhnii Novgorod, Russia) – Doctor Techn. Sci. He is Head of the Branch of the JSC «Federal Grid Company of Unified Energy System» (FGC UES), Professor of the Nizhnii Novgorod State Technical University (NSTU).*

*Fal'shina Vera Anatol'yevna (Nizhnii Novgorod, Russia) – Ph. D. student at the NSTU and Engineer of the FGC UES.*

*Kolobanov Petr Alekseyevich (Nizhnii Novgorod, Russia) – Ph. D. Student at the NSTU and Engineer of the LLC «ETS–Project».*

---

8. **Maclellan J.Kh., Rader Ch.M.** *Primeneniye teorii chisel v tsifrovoi obrabotke signalov* (J.H. McClellan and C.M. Rader, Number Theory in Digital Signal Processing (Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1979).). Moscow. Publ. «Radio i svyaz'», 1983, 264 p.