

Быстрое оценивание периодической составляющей тока короткого замыкания

ЛЯМЕЦ Ю.Я., РОМАНОВ Ю.В., ШИРОКИН М.Ю.

Рассматриваются вопросы цифровой обработки тока короткого замыкания в электрических системах. Рассмотрены наиболее быстродействующие фильтры ортогональных составляющих, способные оценить синусоидальную составляющую тока за время, не превышающее полупериода промышленной частоты. Актуальность задачи обусловлена высокими требованиями к быстродействию современной микропроцессорной защиты. Приведен пример обработки цифровой осциллограммы.

Ключевые слова: короткое замыкание, установившийся ток, релейная защита, быстродействие, цифровые осциллограммы

Большинство модулей релейной защиты имеют свои уставки с учетом установившихся значений электрических величин [1]. В таких условиях быстродействие защиты определяется эффективностью оценивания синусоидальных составляющих величин, наблюдаемых непродолжительное время в начале режима короткого замыкания (КЗ) задолго до его установления. Синусоидальные составляющие выделяются фильтрами ортогональных составляющих [2], преобразующими выборку отсчетов входной величины в комплексное число [3, 4]. Пусть на вход фильтров ортогональных составляющих подается выборка из n отсчетов тока $i(l)$, $l = \overline{k-n+1, k}$, где l – дискретное время в пределах выборки. Выходной сигнал $\hat{I}_m(k)$ определяется по завершению выборки, т.е. в момент k , и служит оценкой амплитудного комплекса гармоники основной частоты.

Множество быстродействующих фильтров ортогональных составляющих представлено в [5], однако за рамками рассмотрения остался ряд вопросов, связанных с их практической реализацией. Ощущается необходимость отбора из описанного множества наиболее просто реализуемых фильтров. Стали актуальными не рассматривавшиеся в [5] алгоритмы, в частности применение децимации, придающей алгоритмам независимость от частоты дискретизации в терминалах защиты, адаптивная фильтрация и применение медианного фильтра в качестве оконечного каскада структуры цифровой обработки входных величин.

В статье рассматриваются три наиболее просто реализуемые группы фильтров ортогональных составляющих; первые две группы – неадаптивные и

Matters concerned with digital processing of a short-circuit fault current in electric systems are discussed. The fastest filters of orthogonal components able to estimate the sine-wave component of a current for a time not exceeding half cycle of power frequency are considered. The importance of the problem is stemming from high requirements imposed on the response speed of modern microprocessor relay protection devices. An example of processing a digital oscillogram is given.

Key words: short-circuit fault, steady-state current, relay protection, response speed, digital oscillograms

третья – адаптивные. Их быстродействие иллюстрируется примером обработки цифровой осциллограммы реального КЗ в электрической системе. Группы объединяет применение комплексного сигнала

$$\rho(l) = 2je^{-jal}, \quad (1)$$

где $\alpha = \omega_0 \tau$; ω_0 – основная частота; τ – интервал дискретизации.

Опорный сигнал преобразует отсчеты входной величины $i(l)$ в комплексную величину

$$i(l) = \rho(l)i(l). \quad (2)$$

Применяемые далее фильтры ортогональных составляющих построены с расчетом на трехкомпонентную модель входной величины; для неадаптивных фильтров модель имеет вид

$$i_{\text{мод}}(l) = \underline{I}_m \underline{\vartheta}(l) + \underline{I}_m^* \underline{\vartheta}^*(l) + I_0, \quad (3)$$

а для адаптивных – более сложная модель с заменой постоянной составляющей I_0 произвольной экспонентой

$$i_{\text{мод}}(l) = \underline{I}_m \underline{\vartheta}(l) + \underline{I}_m^* \underline{\vartheta}^*(l) + I_0 e^{-\beta \tau l}; \quad (3a)$$
$$\underline{\vartheta}(l) = (1/2j)e^{jal}, \quad (4)$$

где $\underline{\vartheta}(l)$ – модельный сигнал; \underline{I}_m – амплитудный комплекс, содержащий два вещественных варьируемых компонента и подлежащий оцениванию; I_0 – варьируемая постоянная составляющая, ап-

проксимирующая на коротких интервалах медленно затухающий свободный процесс; I_e и β – варьируемые компоненты аperiodической составляющей; * – сопряженные комплексы.

Из (1)–(4) следуют модели комплексной величины:

$$i_{\text{мод}}(l) = \underline{I}_m - \underline{I}_m^* e^{-2j\alpha l} + 2jI_0 e^{-j\alpha l}; \quad (5)$$

$$i_{\text{мод}}(l) = \underline{I}_m - \underline{I}_m^* e^{-2j\alpha l} + 2jI_e e^{-(\beta\tau + j\alpha)l}. \quad (5a)$$

В (5) присутствуют две отрицательные мнимые частоты ($-2j\omega_0$) и ($-j\omega_0$), в (5a) – мнимая частота ($-2j\omega_0$) и комплексная ($-\beta - j\omega_0$).

Приводимые далее реализации фильтров ортогональных составляющих построены с таким расчетом, чтобы при подаче соответствующих модельных сигналов комплекс \underline{I}_m оценивался без методической погрешности.

Фильтр ортогональных составляющих первого типа строится из двух каскадно включаемых заграждающих фильтров. Первый каскад с параметром децимации p рассчитывается на подавление боковой частоты ($-2j\omega_0$), а второй с децимацией q – на подавление боковой частоты ($-j\omega_0$). Уравнения каскадов с нормировкой на нулевой частоте:

$$\underline{v}_p(l) = \frac{1}{1 - e^{-2j\alpha p}} (i(l) - e^{-2j\alpha p} i(l-p)); \quad (6)$$

$$\underline{v}_{pq}(l) = \frac{1}{1 - e^{-j\alpha q}} (\underline{v}_p(l) - e^{-j\alpha q} \underline{v}_p(l-q)). \quad (7)$$

Заметим, что единичный коэффициент передачи на нулевой частоте, где, как следует из (5), предполагается выделяемая составляющая, обеспечиваются введенные в (6) и (7) коэффициенты:

$$1/1 - e^{-2j\alpha p} = -je^{j\alpha p} / 2 \sin \alpha p;$$

$$1/1 - e^{-j\alpha q} = -je^{j\alpha q/2} / 2 \sin(\alpha q/2).$$

Множество отсчетов $\underline{v}_{pq}(l)$ после сглаживания и (или) прохождения через медианный фильтр идентифицируются с искомой оценкой $\hat{\underline{I}}_m$. Рассматриваемый фильтр с каскадами (6) и (7) относится к разностному типу – аналогу дифференциальной структуры.

Вторая ветвь фильтров ортогональных составляющих относится к суммирующему типу – аналогу интегрирующей структуры. Модели входной величины (3) и (4) требуют определения двух сумм:

$$\underline{s}_{0n}(k) = \sum_{l=k-n+1}^k i(l); \quad (8)$$

$$\underline{s}_{1n}(k) = \sum_{l=k-n+1}^k i(l) = 2j \sum_{l=k-n+1}^k i(l) e^{-j\alpha l}. \quad (9)$$

Кроме того, при подстановке модели (3) в (8) и (9) появляются коэффициенты:

$$\underline{\lambda}_{1n}(k) = \sum_{l=k-n+1}^k e^{j\alpha l} = \frac{\sin(\alpha n/2)}{\sin(\alpha/2)} e^{j\alpha(k-(n-1)/2)}; \quad (10)$$

$$\underline{\lambda}_{2n}(k) = \sum_{l=k-n+1}^k e^{j2\alpha l} = \frac{\sin \alpha n}{\sin \alpha} e^{j\alpha(2k-n+1)}, \quad (11)$$

вводящие компоненты \underline{I}_m , \underline{I}_m^* , I_0 в три уравнения, записанные далее без аргумента k :

$$\begin{bmatrix} -\underline{\lambda}_{2n} & n & -2j\underline{\lambda}_{1n} \\ n & -\underline{\lambda}_{2n}^* & 2j\underline{\lambda}_{1n}^* \\ -0,5j\underline{\lambda}_{1n} & 0,5j\underline{\lambda}_{1n} & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_m \\ \underline{I}_m^* \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{s}_{1n} \\ \underline{s}_{1n} \\ s_{0n} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Заметим, что уравнения (12) следуют также из условия приближения модели (3) к наблюдаемому процессу по критерию наименьших квадратов:

$$\sum_{l=k-n+1}^k (i(l) - i_{\text{мод}}(l))^2 \rightarrow \min. \quad (13)$$

Решая систему (12) относительно переменной \underline{I}_m , получаем оценку $\hat{\underline{I}}_m$, интерпретируемую в качестве выходного сигнала фильтра ортогональных составляющих:

$$\underline{w}_n(k) = \underline{a}_{0n}(k) s_{0n}(k) + \underline{a}_{1n}(k) \underline{s}_{1n}(k) + \underline{a}_{2n}(k) \underline{s}_{1n}^*(k), \quad (14)$$

где $\underline{a}_{0n}(k) = \eta_n(k) b_{0n}(k)$; $\underline{a}_{1n}(k) = \eta_n(k) b_{1n}(k)$;

$\underline{a}_{2n}(k) = \eta_n(k) b_{2n}(k)$;

$\eta_n(k) = 1/[n(2\lambda_{1n}^2(k) + \lambda_{2n}^2(k) - n^2) - 2\text{Re}(\lambda_{1n}^2(k)\lambda_{2n}^*(k))]$;

$b_{0n}(k) = 2j(n\lambda_{1n}^*(k) - \lambda_{1n}(k)\lambda_{2n}^*(k))$;

$b_{1n}(k) = \lambda_{1n}^2(k) - n^2$; $b_{2n}(k) = \lambda_{1n}^2(k) - n\lambda_{2n}^*(k)$.

Здесь наряду с комплексными параметрами фигурируют вещественные коэффициенты: \underline{a}_{1n} , b_{1n} , $\eta_n(k)$ и $\lambda_{1n}(k) = \text{mod}(\underline{\lambda}_{1n}(k))$, $\lambda_{2n}(k) = \text{mod}(\underline{\lambda}_{2n}(k))$.

Без ощутимого ущерба для общности в формулах (8)–(14) можно принять $k=n$. Тогда коэффициенты фильтра (14) станут константами, но отсчет времени будет только в пределах выборки: $l=1, n$. Коэффициенты \underline{a}_n определяются заранее, и необходимые для реализации фильтра вычислительные ресурсы в основном сводятся к образованию сумм (8) и (9).

Наконец, третья ветвь фильтров ортогональных составляющих относится к адаптивному типу. По-

строим адаптивный фильтр комплексного сигнала \underline{I}_m по методу производящих уравнений [4]. Для синтеза фильтра первого порядка потребуется разностное уравнение

$$\underline{v}_p(l) + a\underline{v}_p(l-p) = \underline{I}'_m \quad (15)$$

с неизвестными комплексным коэффициентом a и неизвестным комплексом \underline{I}'_m в правой части. Настройка фильтра осуществляется минимум по трем отсчетам величины $\underline{v}_p(l)$:

$$a = -\frac{\underline{v}_p(l) - \underline{v}_p(l-p)}{\underline{v}_p(l-p) - \underline{v}_p(l-2p)}; \quad (16)$$

$$\underline{I}'_m = 0,5[\underline{v}_p(l) + \underline{v}_p(l-p) + a(\underline{v}_p(l-p) + \underline{v}_p(l-2p))]; \quad (17)$$

$$\hat{\underline{I}}'_m = \frac{\underline{I}'_m}{1+a}. \quad (18)$$

Проиллюстрируем действие адаптивного фильтра ортогональных составляющих (16)–(18) на примере модельного сигнала (рис. 1)

$$i(t) = \cos \omega_0 t - e^{-\beta t}$$

с быстрозатухающей экспонентой (принято $\beta = \omega_0 = 100\pi$).

Как видим, фильтр устанавливается на четвертом отсчете входной величины $i(k)$, что в точности соответствует числу варьируемых параметров модели (3а): $\text{Re} \underline{I}_m, \text{Im} \underline{I}_m, I_e, \beta$.

В современных терминалах релейной защиты алгоритм (16)–(18) функционирует в реальном времени. Более того, уже имеется возможность настроить адаптивный фильтр по большему, чем в (16)–(18), числу отсчетов. Коэффициент a оценивается в этом случае в переопределенной системе однородных уравнений:

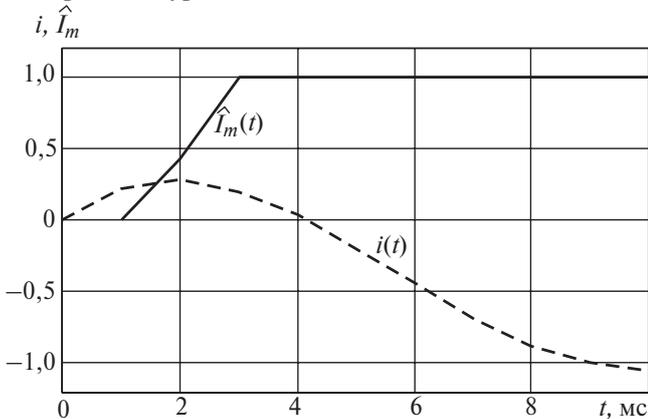


Рис. 1. Входной и выходной сигнал адаптивного фильтра ортогональных составляющих

$$\Delta \underline{v}_p(l) + a \Delta \underline{v}_p(l-p) = 0, \quad l = \overline{k-m+1, k}, \quad (19)$$

где $\Delta \underline{v}_p(l) = \underline{v}_p(l) - \underline{v}_p(l-p)$.

Из (19) следует оценка по критерию наименьших квадратов:

$$\hat{a} = -\frac{\sum_{l=k-m+1}^k \Delta \underline{v}_p(l) \Delta \underline{v}_p(l-p)}{\sum_{l=k-m+1}^k \Delta \underline{v}_p^2(l-p)}, \quad (20)$$

а далее – оценка параметра $\hat{\underline{I}}'_m$ путем усреднения:

$$\hat{\underline{I}}'_m = \frac{1}{m} \sum_{l=k-m+1}^k (\underline{v}_p(l) + \hat{a} \underline{v}_p(l-p)), \quad (21)$$

и, наконец, определение искомой оценки аналогично (18):

$$\hat{\underline{I}}_m = \frac{\hat{\underline{I}}'_m}{1+\hat{a}}. \quad (22)$$

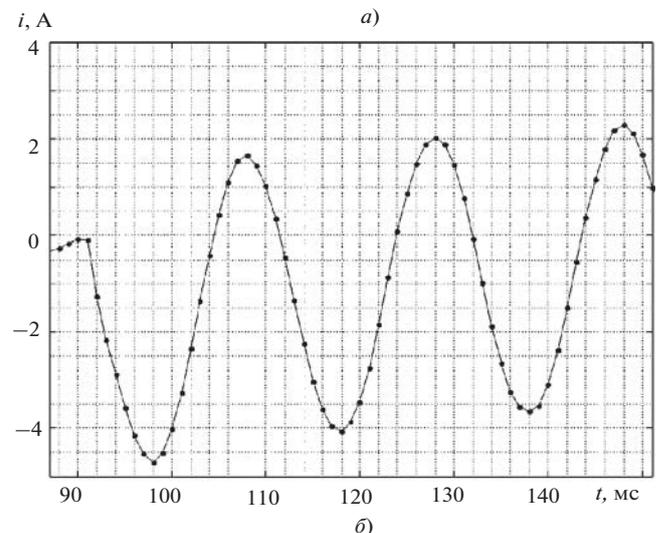
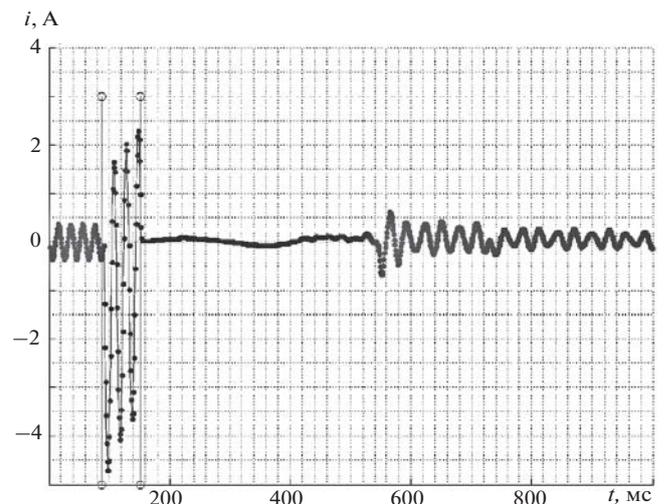


Рис. 2. Рассматриваемая осциллограмма фазного тока: а – наблюдавшийся процесс; б – ток КЗ

Несравненно больший интерес, чем модельные сигналы, представляют реальные осциллограммы токов КЗ.

На рис. 2,а приведена осциллограмма, записанная терминалом дифференциально-фазной защиты «Бреслер ШЛ 2704» на линии 500 кВ «Приморская

ГРЭС – подстанция Хехцир-2» (частота дискретизации 1 кГц ($\omega_0\tau=\pi/10$)); начальная часть осциллограммы укорочена; на оси ординат – ток на входе терминала).

Записанный процесс состоит из четырех участков: предшествующий режим, КЗ, отключенное со-

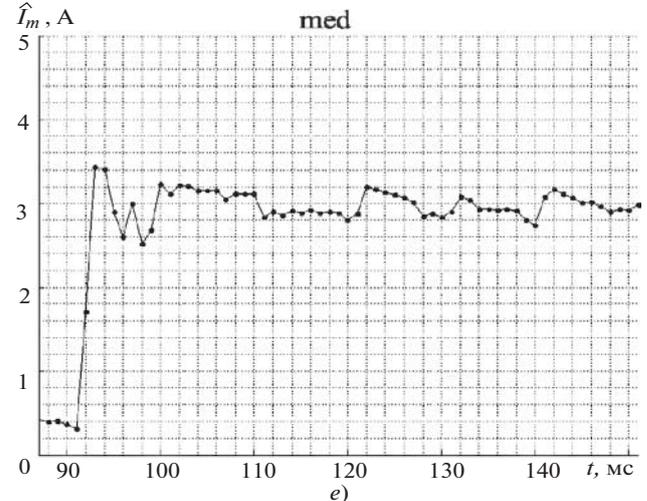
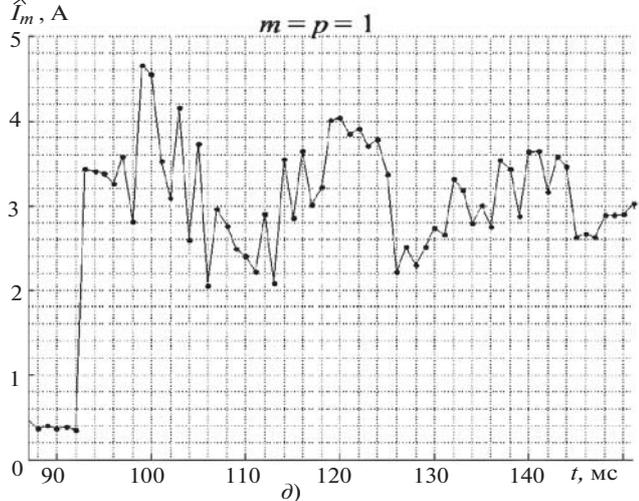
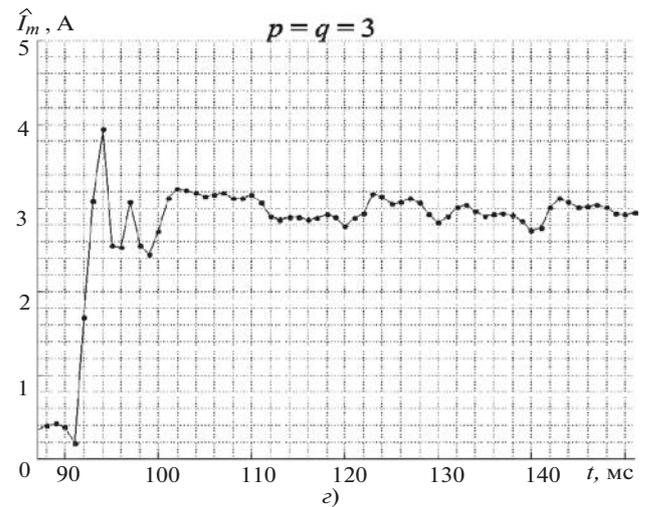
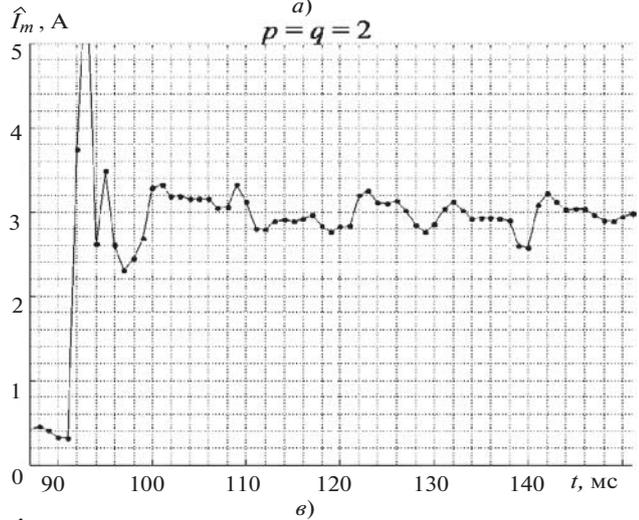
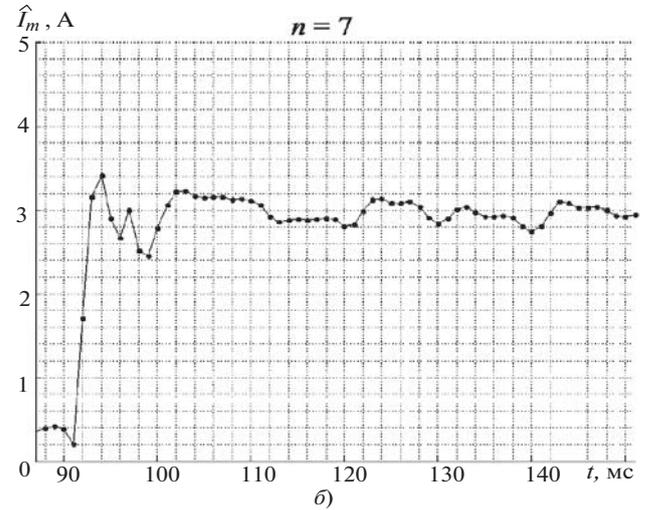
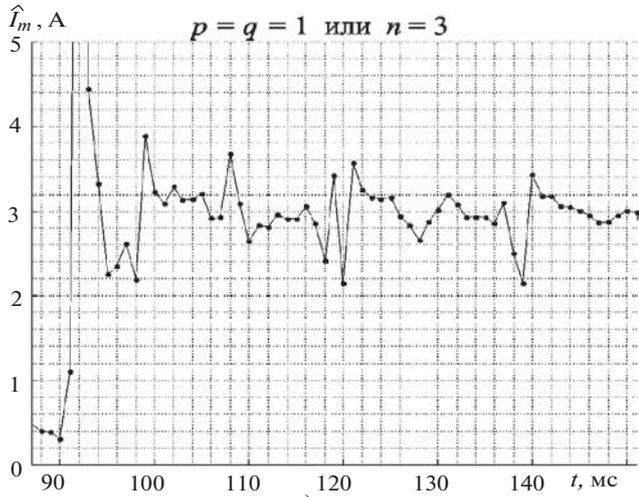


Рис. 3. Выходные сигналы фильтров: а – простейшего неадаптивного фильтра; б – суммирующего фильтра с переопределенностью на четыре отсчета; в, г – разностного фильтра с коэффициентом децимации 2 и 3; д – адаптивного фильтра первого порядка; е – медианного фильтра

стояние, автоматическое повторное включение. Участок КЗ с небольшим заходом в область предшествующего режима выделен прямоугольником с кружками по углам. На рис. 2,б эта часть осциллограммы показана в увеличенном масштабе.

Графики рис. 3 иллюстрируют действие фильтров ортогональных составляющих. Индексы на графиках указывают на их принадлежность к фильтрам того или иного типа: индексы p и q – разностному фильтру (7), n – суммирующему фильтру (14), m и p – адаптивному фильтру (20)–(22), а при $m=1$ – его модификации (16)–(18).

Простейший неадаптивный фильтр реализуется либо в форме (7) без децимации (при $p=q=1$), либо в форме (14) при $n=3$; оба исполнения эквивалентны и дают выходной сигнал с резким скачком в начальной стадии КЗ (рис. 3,а). Избежать начального скачка и последующего влияния шумов можно либо наращивая переопределенность фильтра (14), либо увеличивая коэффициенты децимации (рис. 3,а–г). Привлекает к себе внимание действие простейшего адаптивного фильтра (16)–(18) без децимации ($p=1$), демонстрирующего в данном случае наилучшие динамические свойства (рис. 3,д). Наконец, медианный фильтр, сигнал которого отмечен на рис. 3,е символом med, выбирает среднее (не среднее!) значение из множества одновременных отсчетов всех задействованных фильтров и, как следует из рис. 3, оказывает стабилизирующее воздействие на оценку $\hat{I}_m(k)$.

Выводы. 1. Применение комплексного опорного сигнала, смещающего боковые частоты входной величины, приводит к простейшим быстродействующим реализациям фильтров ортогональных составляющих. Выделяются три группы таких фильтров: неадаптивные фильтры разностного и суммирующего типа и адаптивные фильтры.

2. Возможные погрешности оценивания синусоидальной составляющей тока короткого замыкания нивелируются параллельной обработкой цифрового сигнала всеми тремя группами фильтров ортогональных составляющих с применением в

первой группе децимации отсчетов, а во второй и третьей – наращивания сумм, определяющих оценку искомого комплекса.

3. Пример обработки цифровой осциллограммы реального КЗ говорит о получении удовлетворительного результата в пределах первого полупериода от начала КЗ.

4. Медианный фильтр выполняет роль арбитра в состязании нескольких параллельно работающих фильтров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шнеерсон Э.М. Цифровая релейная защита. – М: Энергоатомиздат, 2007.
2. Лямец Ю.Я., Подшивалин Н.В. Разложение входных величин релейной защиты на ортогональные составляющие. – Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1986, № 3.
3. Лямец Ю.Я., Ильин В.А. Фильтры информационных составляющих тока и напряжения электрической сети. – Изв. РАН. Энергетика, 1995, № 3.
4. Ильин В.А., Лямец Ю.Я. Задачи и методы спектрального анализа переходных процессов в электрических сетях. – Изв. РАН. Энергетика, 1997, № 6.
5. Лямец Ю.Я., Романов Ю.В., Зиновьев Д.В. Мониторинг процессов в электрической системе. Ч.1, Ч.2. – Электричество, 2006, №№ 10, 11.

[06.07.11]

Авторы: Лямец Юрий Яковлевич окончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института в 1962 г. В 1994 г. защитил во ВНИИЭ докторскую диссертацию «Адаптивные реле: теория и приложение к задачам релейной защиты и автоматики электрических систем». Председатель НТС исследовательского центра (ИЦ) «Бреслер».

Романов Юрий Вячеславович окончил магистратуру электроэнергетического факультета (ЭЭФ) Чувашского государственного университета (ЧГУ) в 2006 г. В 2009 г. защитил в ЧГУ кандидатскую диссертацию «Метод информационного анализа процессов в электрических системах в приложении к защитах генераторов и линий электропередачи». Заведующий сектором ИЦ «Бреслер».

Широкин Максим Юрьевич окончил магистратуру ЭЭФ ЧГУ в 2010 г. Инженер-исследователь ИЦ «Бреслер».