

УДК 621.3.014.7

ПРОСТЕЙШИЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА НАПРЯЖЕНИЯ В ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

С.И. Новиков, И.Л. Кузьмин, Р.Г. Хузяшев

Казанский государственный энергетический университет, г. Казань, Россия

Резюме: В статье описан алгоритм регистрации сигнала переходного процесса, рождаемый как однофазным замыканием на землю, так и нормальными коммутационными процессами. Регистрация осуществляется с помощью датчиков напряжения, которые установлены на воздушной линии электропередач. Для регистрации переходного процесса на фоне синусоидального сигнала промышленной частоты в датчике реализован пусковой алгоритм на основе цифрового фильтра, который представляет собой разность двух отчетов, разделенных временным интервалом. Оценка эффективности предложенного алгоритма производилась путем сравнения с известными алгоритмами обнаружения сигналов по двум параметрам: по максимальной величине отношения сигнал/помеха и по количеству вычислительных операций. Показано, что предложенный алгоритм цифрового фильтра датчика занимает меньшие ресурсы памяти и требует меньших вычислительных мощностей микроконтроллера, и в то же время не менее эффективно выделяет сигнал переходного процесса на фоне помехи.

Ключевые слова: замыкание на землю, датчик тока и напряжения, регистрация переходного процесса, цифровой алгоритм, амплитудно-частотная характеристика.

THE SIMPLEST SIGNAL DETECTION ALGORITHMS OF TRANSITION PROCESS OF TENSION IN POWER LINES

I.L. Kuz'min, S.I. Novikov, R.G. Khuzyashev

Kazan state power engineering university, Kazan, Russia

Abstract: In paper the algorithm of registration of a signal of transition process which is given rise both by single-phase short circuit on the earth and is described by normal switching processes. Registration is performed by means of tension sensors which are established on an overhead power transmission line. The efficiency evaluation of the offered algorithm was made by comparison with the known signal detection algorithms in two parameters: in the maximum size of the relation a signal/hindrance and by the number of computing transactions. It is shown that the offered algorithm of the digital filter of the sensor occupies smaller resources of memory and requires smaller computing capacities of the microcontroller, and in too time allows to register reliably transitional process.

Keywords: short circuits on the earth, the sensor of current and voltage, registration of transition process, digital-signal algorithm, amplitude-frequency characteristic.

Введение

Для определения места однофазного замыкания на землю (далее ОЗЗ) в сетях с разветвленной топологией авторами [1] предлагается использовать волновой метод [2, 3], основанный на регистрации времени прихода сигнала напряжения переходного процесса (далее ПП), рождаемого в месте возникновения ОЗЗ. Амплитуда таких сигналов меньше или сравнима с амплитудой фазного напряжения промышленной частоты, но скорость изменения амплитуды сигнала ПП на несколько порядков превышает аналогичный параметр фазного напряжения промышленной частоты. Поэтому очевидна необходимость использования надежного алгоритма обнаружения сигнала ПП, работоспособного в условиях малого отношения сигнал/помеха.

Результаты экспериментальных измерений и численного моделирования [4, 5] показывают, что сигнал ПП, рождаемый как ОЗЗ, так и нормальными коммутационными процессами, описывается комбинацией гармонических колебаний дискретных частот, значения которых находятся в диапазоне от единиц до сотен килогерц. Все колебания генерируются одновременно в момент начала ПП. Каждое колебание фиксированной частоты затухает в течение 3–4 периодов, поэтому визуально на осциллограмме сперва фиксируется более высокочастотное, а затем более низкочастотное колебание. Примеры экспериментально зафиксированных сигналов ПП на разработанном авторами программно-аппаратном комплексе (далее датчик) [1] показаны на рис. 1.

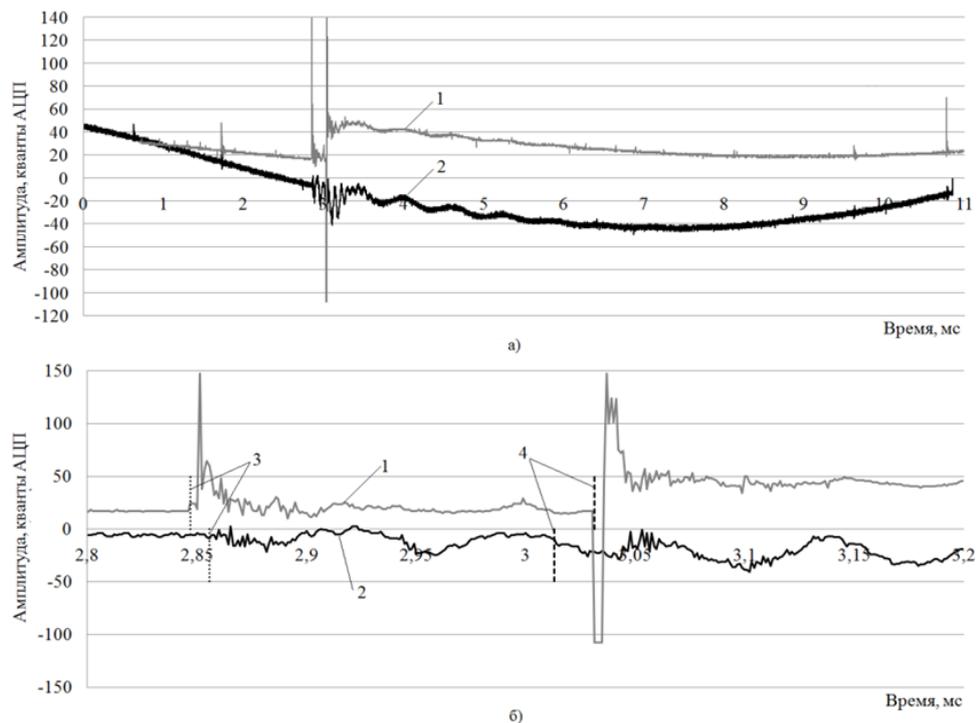


Рис. 1. Осциллограммы, зарегистрированные датчиками в единой шкале времени: а) общий вид осциллограмм; б) увеличенный масштаб переходного процесса: 1 – осциллограмма датчика №1; 2 – осциллограмма датчика №4; 3 – вертикальные метки начала переходного процесса, определенные визуально из осциллограмм сигналов; 4 – вертикальные метки, зарегистрированных отсчетов по пусковому алгоритму

Осциллограммы напряжения в единой шкале времени зарегистрированы двумя датчиками, уставленными на ЛЭП 10 кВ в филиале ОАО «Сетевая компания» Казанских

электрических сетей, на расстоянии между собой 1,8 км, которые синхронно сработали на скачок напряжения при подключении нагрузки. Амплитуда выходного сигнала имеет размерность одного кванта аналого-цифрового преобразователя (далее АЦП). Для снятия первичной информации о фазном напряжении на воздушной линии электропередач используется емкостной делитель напряжения, в котором в качестве высоковольтного плеча выступает линейный подвесной изолятор, а в качестве низковольтного плеча – низковольтный конденсатор [6]. Период дискретизации входного сигнала составляет 1,085 мкс, длительность регистрации – 10 мс, разрядность АЦП – 8 бит.

Амплитуда сигнала каждой частоты варьируется в широком диапазоне, что обусловлено большим количеством влияющих факторов, и составляет от единиц процента до трехкратного превышения амплитуды сигнала напряжения промышленной частоты, на фоне которого регистрируется ПП.

Дифференциальный алгоритм

Для регистрации переходного процесса на фоне синусоидального сигнала промышленной частоты в датчике реализован пусковой алгоритм на основе цифрового фильтра [7], который обрабатывает входные оцифрованные отсчеты по формуле

$$Y_{(i,n)} = X_{(i)} - X_{(i,n)}, \quad (1)$$

где $X_{(i)}$ и $Y_{(i,n)}$ – отсчеты входных и выходных сигналов; i – номер отсчета исследуемого сигнала; n – разница номеров отсчетов, участвующих в реализации алгоритма цифрового фильтра. Дифференциальный алгоритм имеет программируемую уставку как по амплитуде, так и по времени. Для срабатывания пускового алгоритма датчика амплитуда выходного сигнала (1) должна превысить программируемый порог срабатывания, выбираемый в диапазоне 2–100 относительных единиц. После этого проверяется уставка по времени, а именно количество превышений порога срабатывания, которое программируется от 1 до 100 отсчетов.

Оценим эффективность используемого алгоритма, по сравнению с известными алгоритмами обнаружения сигналов, по двум параметрам: по максимальной величине отношения сигнал/помеха и по количеству вычислительных операций.

Статистические свойства шума зарегистрированных осциллограмм

Классическая теория обработки сигналов [8] говорит, что в условиях нормального шума максимальное отношение сигнал/шум получается при оптимальном алгоритме обработки входной смеси сигнала и шума.

Для иллюстрирования статистических свойств шума, зарегистрированных разработанным программно-аппаратным комплексом, на рис. 2 изображен характерный спектр сигнала, отражающий обратно пропорциональную зависимость спектральных составляющих амплитуды сигнала с ростом частоты. Для получения спектра осциллограмма входного сигнала, зафиксированная в нормальном режиме (т.е. при отсутствии сигнала ПП), была нормализована путем вычитания из нее синусоидальной функции, амплитуда, частота (полагалась равной 50 Гц) и начальная фаза которой были определены для основной моды исходного сигнала. Приведенная характеристика шумового сигнала не укладывается в понятие «белый» шум, рассматриваемое в теории оптимальной фильтрации [8]. В решаемой нами задаче обнаружения сигнала переходного процесса будем считать синусоидальный сигнал частотой 50 Гц основной помехой, а сигнал переходного процесса – полезным сигналом.

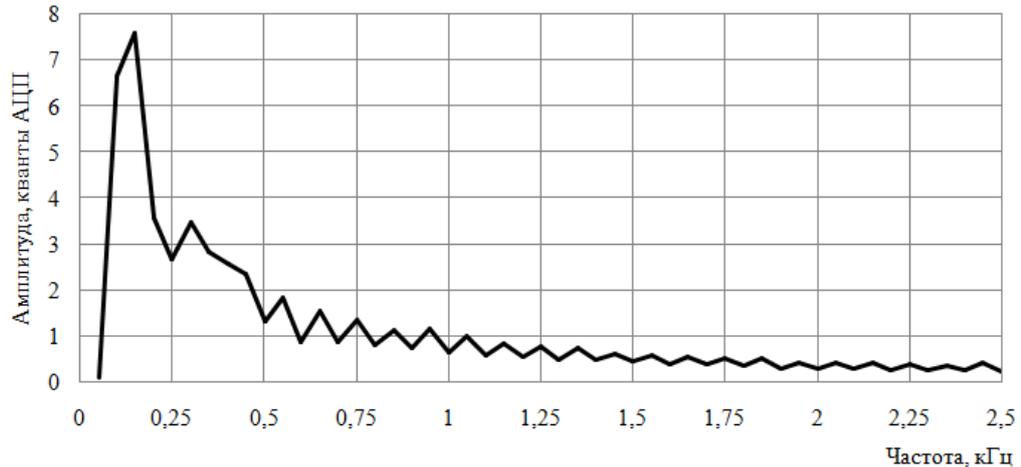


Рис. 2. Спектр пяти нормализованных осциллограмм датчика №4 для нормального режима сети

Оптимальный фильтр

Для применения оптимальной обработки сигнала необходимо освободиться от наиболее значительной по амплитуде, фиксированной по частоте компоненты помехи в виде синусоидального напряжения частотой 50 Гц. Совместим эту процедуру с оптимальной обработкой входного полезного сигнала. Как было сказано выше, начало ПП описывается синусоидальным сигналом, частота которого меняется в достаточно широких пределах. При этом задача выделения ПП может быть выполнена обработкой любой синусоидальной компоненты, описывающей начало ПП. В качестве модели сигнала ПП будем использовать один период синусоидального сигнала частотой f_0 . Тогда в качестве коэффициентов оптимального фильтра выберем отсчеты синусоидальной функции эталонной частоты f_0 на интервале одного периода. Амплитудно-частотная характеристика (далее АЧХ) оптимального фильтра представляет собой функцию, комплексно сопряженную со спектром эталонного сигнала, а импульсная характеристика является зеркальным отображением временной функции эталонного сигнала. Оптимальный фильтр численно реализуется соответствующим выбором коэффициентов нерекурсивного цифрового фильтра. Тогда выходной сигнал оптимального цифрового фильтра описывается выражением

$$Y(i) = \sum_{p=0}^{m-1} \left[\sin \left(\frac{\pi}{m} + \frac{2\pi p}{m} \right) X \left(i - \frac{f_d p}{mf} \right) \right], \quad (2)$$

где $X(i)$ и $Y(i)$ – отсчеты входных и выходных сигналов; i – номер отсчета исследуемого сигнала; m – количество коэффициентов, участвующих в реализации алгоритма цифрового фильтра, равномерно распределенных на интервале периода синусоиды; p – номер коэффициента, участвующего в реализации алгоритма цифрового фильтра; f_0 – частота эталонного сигнала, на который настроен оптимальный фильтр; f_d – частота дискретизации входного сигнала.

Для оценки амплитуды выходного сигнала помехи, в виде синусоидального сигнала промышленной частоты 50 Гц, будем использовать АЧХ оптимального фильтра. Для оценки амплитуды выходного полезного сигнала будем использовать «переходную» характеристику (далее ПХ) – зависимость максимальной выходной амплитуды полезного сигнала от его частоты f .

Анализ АЧХ и ПХ оптимального фильтра и дифференциального алгоритма

Для анализа отношения сигнал/помеха на выходе оптимального фильтра при произвольной величине m можно получить АЧХ $K(f)$ и ПХ $P(f)$ как численно (пропуская соответствующий дискретизированный во времени сигнал через цифровой фильтр (2)), так и аналитически. АЧХ $K(f)$ определяется в предположении, что входной сигнал описывается неограниченным количеством периодов. Для упрощенного получения этой аналитической зависимости без применения квадратурной обработки сигнала выберем такую начальную фазу входного сигнала, которая дает максимальное значение выходного сигнала оптимального фильтра. Запишем выражение для величины выходного сигнала оптимального фильтра в виде функции от числа коэффициентов m оптимального фильтра.

При $m \rightarrow \infty$ АЧХ выражается интегралом, который численно равен площади под интегральной функцией и обладает размерностью – время:

$$K(f) = \left| \frac{\frac{1}{2f_0}}{\frac{1}{2f_0}} \int \sin(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f t) dt \right| = \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{f-f_0}{f_0}\right)}{2\pi(f-f_0)} - \frac{\sin\left(\pi \frac{f+f_0}{f_0}\right)}{2\pi(f+f_0)} \right|. \quad (3)$$

С целью уменьшения вычислительных операций при обработке сигнала площадь подынтегральной функции (3) вычисляются приближенно, разбивая интервал интегрирования на конечное число равных отрезков величиной $1/f_0 m$. При $m=2$ АЧХ выражается площадью двух прямоугольников, высота которых равна произведению коэффициента цифрового фильтра, равного отсчету эталонного сигнала частотой f_0 , на дискретный отсчет входного синусоидального сигнала частотой f . Тогда АЧХ равна

$$K_m(f) = \left| \frac{\sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(2\pi f \left(t_0 - \frac{1}{4f_0}\right)\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(2\pi f \left(t_0 + \frac{1}{4f_0}\right)\right)}{f_0 m} \right|.$$

Максимальная величина выходного сигнала получается при $t_0=0$:

$$K_m(f) = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right)}{f_0} \right|. \quad (4)$$

Частота эталонного сигнала f_0 , частота дискретизации f_d и количество коэффициентов цифрового фильтра m связаны следующим соотношением: во временном интервале $1/(f_0 m)$ должно укладываться произвольное целое число k интервалов дискретизации по времени $1/f_d$ входного сигнала. Отсюда следует $f_0 = f_d / (mk)$, где k – любое целое число. Для произвольного количества коэффициентов m АЧХ цифрового фильтра при $t_0=0$ записывается следующим выражением:

$$K_m(f) = \frac{1}{f_0 m} \sum_{p=0}^{m-1} \sin\left(\frac{\pi}{m} + \frac{\pi(2p-m)}{m}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_0 m} - \frac{\pi f(2(p+1)-m)}{f_0 m}\right). \quad (5)$$

Для перехода к безразмерным величинам выражения (3–5) умножим на f_0 . Получим:

$$K(f) = \left| f_0 \left(\frac{\sin\left(\pi \frac{f-f_0}{f_0}\right)}{2\pi(f-f_0)} - \frac{\sin\left(\pi \frac{f+f_0}{f_0}\right)}{2\pi(f+f_0)} \right) \right| = \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{f-f_0}{f_0}\right)}{2\pi\left(\frac{f-f_0}{f_0}\right)} - \frac{\sin\left(\pi \frac{f+f_0}{f_0}\right)}{2\pi\left(\frac{f+f_0}{f_0}\right)} \right|, \quad (6)$$

$$K_m(f) = \frac{1}{m} \sum_{p=0}^{m-1} \sin\left(\frac{\pi}{m} + \frac{\pi(2p-m)}{m}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_0 m} - \frac{\pi f(2(p+1)-m)}{f_0 m}\right). \quad (7)$$

При регистрации сигнала переходного процесса, в виде одного периода синусоидального сигнала частотой f , максимальные значения выходного сигнала оптимального фильтра достигаются в трех разных временных интервалах. Первый интервал соответствует случаю, когда половина входного сигнала зашла в оптимальный фильтр (если $1/f < 1/f_0$) или когда часть входного сигнала дошла до середины оптимального фильтра (если $1/f > 1/f_0$). Второй интервал соответствует случаю, когда середина входного сигнала дошла до середины оптимального фильтра. При этом амплитуда выходного сигнала в два раза больше, чем на первом интервале. Третий интервал аналогичен первому и соответствует случаю, когда последняя половина входного сигнала еще в оптимальном фильтре (если $1/f < 1/f_0$) или когда конец входного сигнала достиг середины оптимального фильтра (если $1/f > 1/f_0$). Зависимость максимальной амплитуды выходного сигнала от частоты f отображает «переходная» характеристика анализируемого цифрового фильтра. Для сигналов переходного процесса, частота синусоидального сигнала которых меньше эталонной частоты оптимального фильтра $f < f_0$, «переходная» характеристика совпадает с АЧХ оптимального фильтра и определяется выражениями (6, 7). Если частота сигнала переходного процесса больше эталонной частоты оптимального фильтра $f > f_0$, то «переходная» характеристика определяется выражением (8). Для получения безразмерного выражения оно умножается на частоту f_0 , обратная величина которой отображает один из линейных размеров площади, вычисляемой интегралом. В то же время она отображает временную длительность сигнала, энергия которого определяет амплитуду выходного сигнала оптимального фильтра:

$$P(f) = f_0 \left| \int_{\frac{1}{2f_0}}^{\frac{1}{2f}} \sin(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f t) dt \right| = \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{f-f_0}{f}\right)}{2\pi\left(\frac{f-f_0}{f_0}\right)} - \frac{\sin\left(\pi \frac{f+f_0}{f}\right)}{2\pi\left(\frac{f+f_0}{f_0}\right)} \right|. \quad (8)$$

На рис. 3 показаны ПХ оптимального фильтра с эталонной частотой 5; 20; 100 и 500 кГц при $m = \infty$. Максимальная амплитуда выходного сигнала соответствует частоте входного сигнала, равной эталонной частоте оптимального фильтра $f = f_0$.

При конечном числе коэффициентов m «переходная» характеристика запишется в виде формулы (7), если $\left| \frac{\pi f}{f_0 m} - \frac{\pi f(2(p+1)-m)}{f_0 m} \right| < \pi$. Если $\left| \frac{\pi f}{f_0 m} - \frac{\pi f(2(p+1)-m)}{f_0 m} \right| > \pi$, то значение полезного сигнала будет равно 0 и, соответственно, произведение коэффициента оптимального фильтра на отсчеты входного сигнала будут также равны 0.

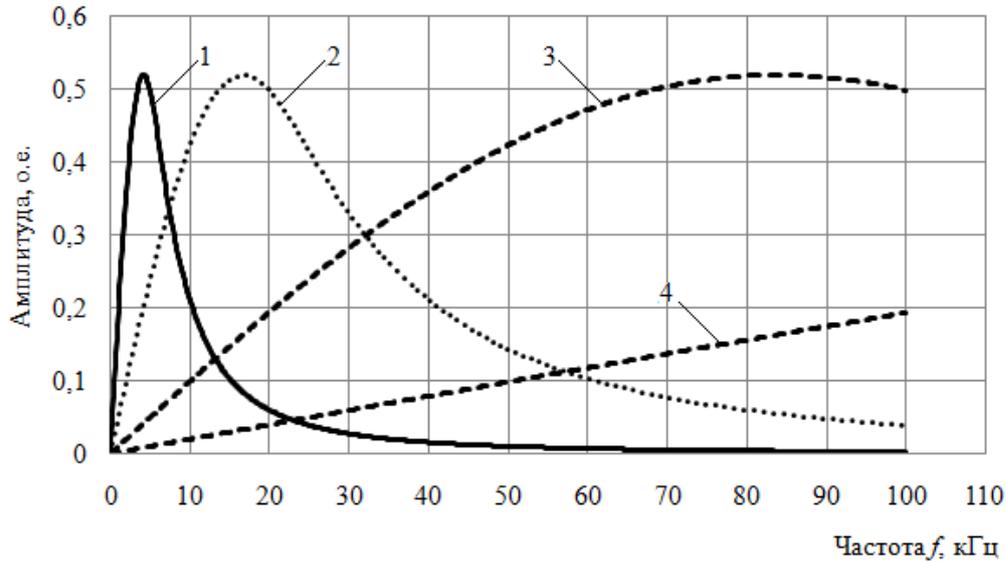


Рис. 3. Переходная характеристика оптимального фильтра при $m=\infty$: 1 – $f_0 = 5$ кГц; 2 – $f_0 = 20$ кГц, 3 – $f_0 = 100$ кГц; 4 – $f_0 = 500$ кГц

Дифференциальный алгоритм представляет собой разность двух отчетов, разделенных временным интервалом $n_r = n/f_d$, где n – разность номеров отсчетов входного сигнала; f_d – частота дискретизации входного сигнала. Дифференциальный алгоритм является частным случаем оптимального фильтра при количестве коэффициентов $m=2$, АЧХ которого представлена формулой (4), домноженной на f_0 для перехода к безразмерным величинам. При этом максимальная амплитуда выходного сигнала образуется, когда происходит вычитание максимального и минимального значения амплитуды синусоиды полезного сигнала. Данные значения разделены временным интервалом, равным половине периода полезного сигнала $n_r = 1/2f$. Для оптимального фильтра максимальная амплитуда выходного сигнала соответствует частоте входного сигнала, равной эталонной частоте оптимального фильтра $f=f_0$. Тогда параметр n и эталонная частота оптимального фильтра связаны соотношением

$$\frac{n}{f_d} = \frac{1}{2f_0}, \quad (9)$$

и АЧХ дифференциального алгоритма можно представить формулой

$$K(f) = \left| \sin \left(\frac{\pi f n}{f_d} \right) \right|. \quad (10)$$

Для оценки амплитуды помехи на выходе дифференциального алгоритма используем $f=50$ Гц в выражении (10).

«Переходная» характеристика дифференциального алгоритма (рис. 4) была определена численным способом, аналогично «переходной» характеристике оптимального фильтра, так как является частным случаем оптимального фильтра при количестве коэффициентов $m=2$.

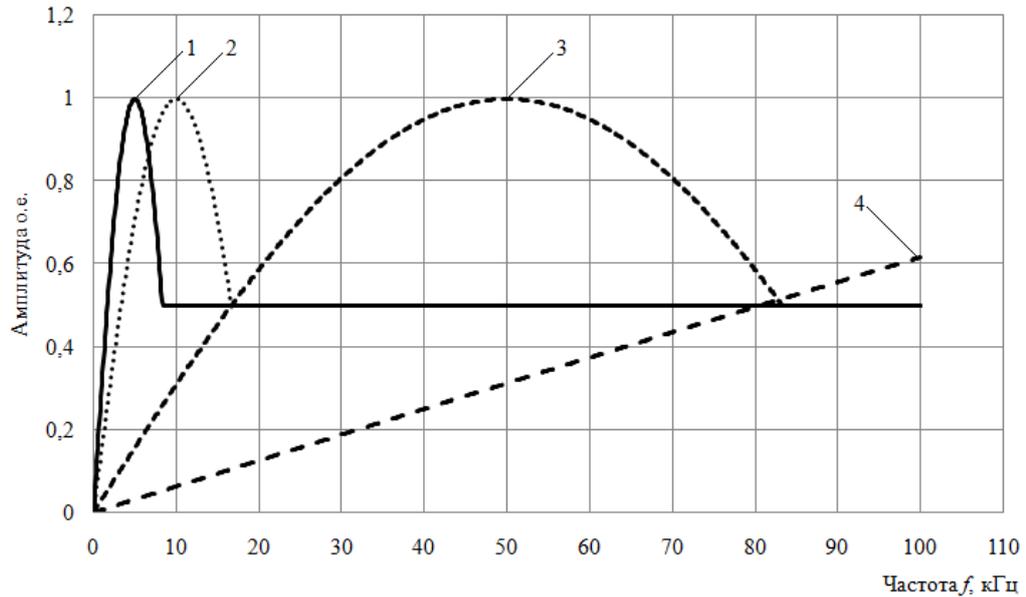


Рис. 4. Переходная характеристика дифференциального алгоритма: 1 – $n = 100$; 2 – $n = 50$; 3 – $n = 10$; 4 – $n = 1$

Анализ отношения сигнал/помеха

Для полученных аналитически АЧХ упомянутых выше фильтров легко оценить величину сигнал/помеха на выходе пускового алгоритма (1) и на выходе оптимального фильтра. Отношение сигнал/помеха выходного сигнала описывается отношением $P(f)/K(f_{50})$, $P(f)$ – коэффициент пропускания выходного полезного сигнала частотой f полученный с помощью «переходной» характеристики; $K(f_{50})$ – коэффициент пропускания выходного сигнала промышленной частоты 50 Гц, полученный с помощью АЧХ. Для сравнения отношение сигнал/помеха было получено для коэффициента эксцесса, который используется для фиксации фронта волны в работе [9]. Расчет коэффициента эксцесса применяется для определения места повреждения в многофункциональном устройстве регистрации процессов, измерения показателей качества электроэнергии и определения места повреждения «ЭНИС» [10]. На рис. 5 на одном графике представлено отношение сигнал/помеха для оптимального фильтра, дифференциального алгоритма и коэффициента эксцесса соответственно. Кривые 2 и 5 рис. 5 получены без учета влияния количества коэффициентов m оптимального фильтра и рассчитаны согласно «переходной» характеристике, представленной на рис. 3. Кривые 1 и 4 на рис. 5 получены согласно «переходной» характеристике дифференциального алгоритма, представленной на рис. 4. В скобках указана эталонная частота соответствующего оптимального фильтра с количеством коэффициентов $m=2$, определенная по выражению (9).

На рис. 6 изображено, как изменяется отношение сигнал/помеха оптимального фильтра с $f_0=5$ кГц при разном количестве коэффициентов m . Анализ рис. 6 показывает, что для сигналов переходного процесса, частота входного синусоидального сигнала которых меньше или равна эталонной частоте оптимального фильтра $f \leq f_0$, отношение сигнал/помеха меняется незначительно при варьировании параметра m . Если частота сигнала переходного процесса больше эталонной частоты оптимального фильтра $f > f_0$, то отношение сигнал/помеха увеличивается с уменьшением количества коэффициентов m . Максимальное

же отношение сигнал/помеха получается при $m=2$, что соответствует дифференциальному алгоритму (10).

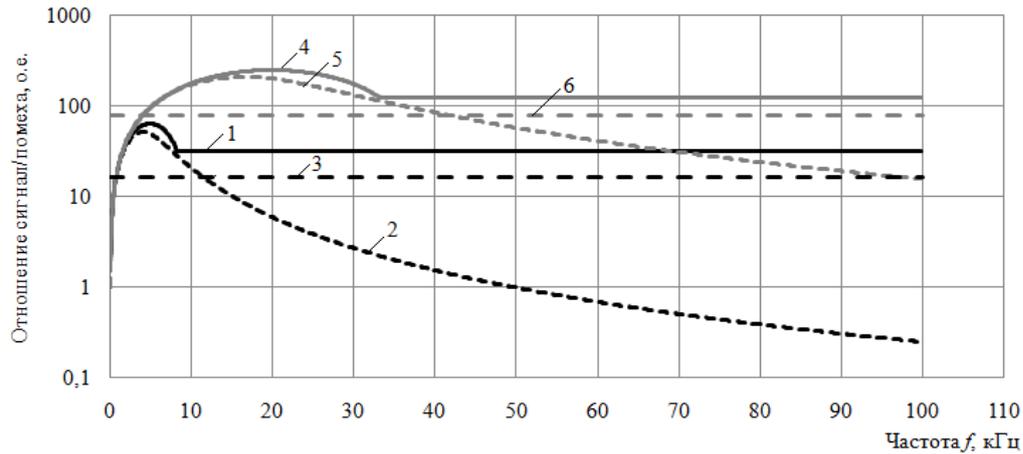


Рис. 5. Отношения сигнал/помеха выходного сигнала: 1 – дифференциальный алгоритм $n = 100$ ($f_0 = 5$ кГц); 2 – оптимальный фильтр $f_0 = 5$ кГц; 3 – коэффициент эксцесса с временным окном 25 точек; 4 – дифференциальный алгоритм $n = 25$ ($f_0 = 20$ кГц); 5 – оптимальный фильтр $f_0 = 20$ кГц; 6 – коэффициент эксцесса с временным окном 100 точек

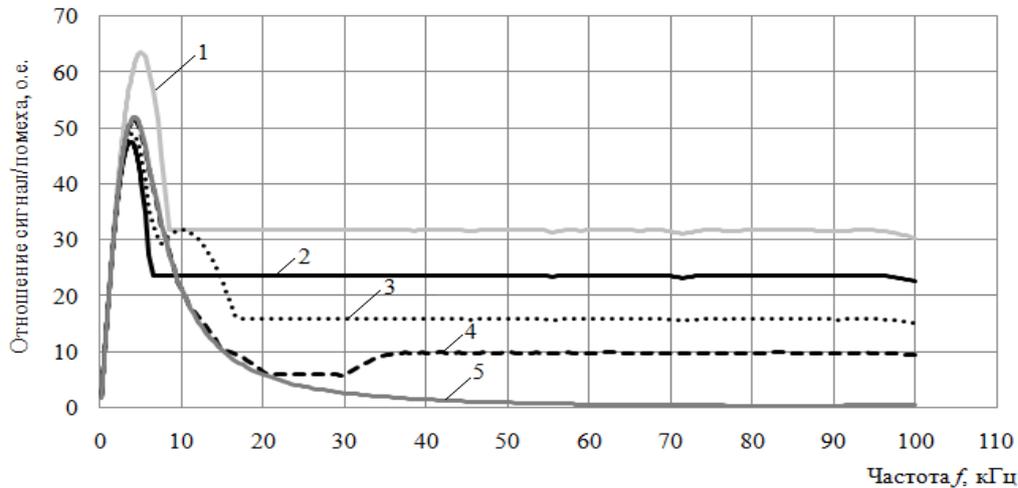


Рис. 6. Отношение сигнал/помеха выходного сигнала оптимального фильтра с $f_0=5$ кГц при разном количестве коэффициентов m : 1 – 2; 2 – 3; 3 – 4; 4 – 10; 5 – 50

Анализ рис. 5 показывает, что отношение сигнал/помеха выходного сигнала дифференциального фильтра выше или равно отношению сигнал/помеха оптимального фильтра, при этом дифференциальный алгоритм проигрывает коэффициенту эксцесса по этому показателю. Однако дифференциальный алгоритм цифрового фильтра датчика (1) занимает меньшие ресурсы памяти и требует меньших вычислительных мощностей микроконтроллера. Так, например, для получения одного значения выходного сигнала дифференциальному алгоритму нужно знать 2 коэффициента $m=2$ и совершить 3 вычислительные операции, для оптимального фильтра нужно знать как минимум 10

коэффициентов $m=10$ и совершить 11 вычислительных операций, а для расчета одного коэффициента эксцесса необходимо знать как минимум 100 коэффициентов и совершить более 300 вычислительных операций. Соответственно снижение вычислительных мощностей микроконтроллера снижает стоимость датчика и в то же время позволяет надежно регистрировать переходной процесс.

На рис. 7 показан график зависимости отношения сигнал/помеха выходного сигнала дифференциального алгоритма от параметра n для фиксированных значений частот входного сигнала f , равных, соответственно, 5, 10 и 20 кГц. Максимальное отношение сигнал/помеха выходного сигнала дифференциального алгоритма будет при соотношении $n(\max)=f_D/(2f)$. В условиях неопределенности частоты f сигнала ПП эффективнее использовать величину n превышающую $n(\max)$, определенную для минимальной частоты сигналов ПП. Экспериментальные исследования показывают, что максимальная длительность переднего фронта сигнала ПП не превышает 50 мкс. Соответственно минимальная частота сигнала ПП достигает значения 5 кГц. В этих условиях величина $n=100$ гарантирует постоянство выходного сигнала дифференциального алгоритма для любых частот сигнала ПП, превышающих 5 кГц.

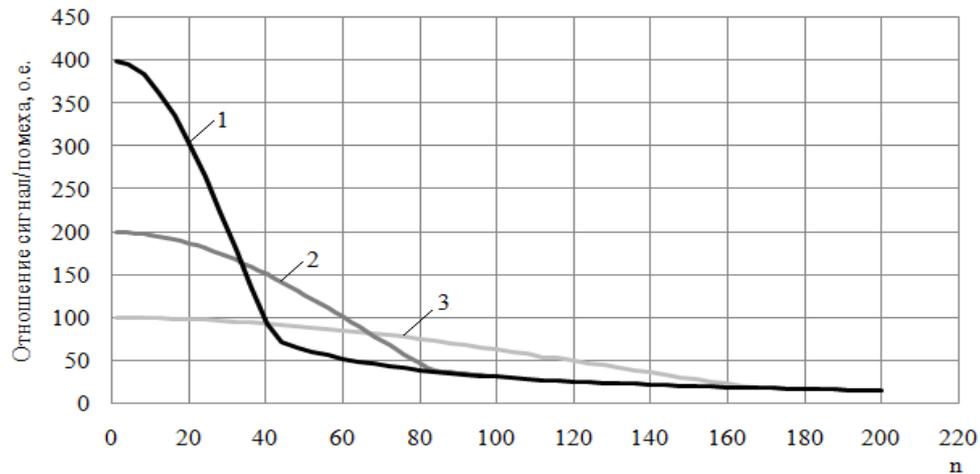


Рис. 7. Зависимость отношения сигнал/помеха выходного сигнала дифференциального алгоритма от параметра n для фиксированных значений частот входного сигнала: 1 – $f = 20$ кГц; 2 – $f = 10$ кГц; 3 – $f = 5$ кГц

Выводы

1. Дифференциальный алгоритм позволяет надежнее, чем алгоритм оптимальной фильтрации, регистрировать сигнал переходного процесса в условиях неопределенности его параметров.
2. Дифференциальный алгоритм занимает минимальные ресурсы памяти и требует малые вычислительные мощности микроконтроллера.
3. Показано, что для надежной регистрации сигнала переходного процесса величина временного параметра дифференциального алгоритма должна превышать максимальную длительность переднего фронта сигнала переходного процесса.

Литература

1. Пат. 23726224 Российская Федерация, МПК G01R 31/08. Способ определения места однофазного замыкания в разветвленной воздушной линии электропередач, способ определения места

междуфазного короткого замыкания в разветвленной воздушной линии электропередач и устройство контроля тока и напряжения для их осуществления / Хузяшев Р.Г., Кузьмин И.Л. –№ 1 2008109491; заявл. 12.03.2008; опубл. 10.11.2009. Бюл. №31.

2. Elhaffar A. Multi-end Traveling Wave Fault Location Based on Current Travelling Waves / A. Elhaffar, M. Lehtonen // 16th Power Systems Computation Conference (16th PSCC). – Glasgow, Scotland, 2008.

3. Abur A. Use of time delays between modal components in wavelet based fault location / A. Abur, F. H. Magnago // International Journal of Electrical Power & Energy Systems. – 2000. – V. 22, N 6. – P. 397-403.

4. Качесов В. Е., Лавров В. Ю., Черепанов А. Б. Параметрический способ определения мест повреждения в распределительных сетях // Электрические станции. 2003. №8. С. 37–43.

5. Качесов В. Е. Метод определения зоны однофазного замыкания в распределительных сетях под рабочим напряжением // Электричество. 2005. №6. С. 9–19.

6. Пат. 154603 РФ, МПК G 01 R 31/00. Устройство контроля фазного напряжения воздушной линии электропередач /Хузяшев Р.Г., Кузьмин И.Л., Новиков С.И. – №2015121748/28; заявл. 05.06.2015; опубл. 10.12.2015. Бюл. №25.

7. Алгоритмы локации сигналов тока и напряжения при однофазных замыканиях на землю в распределительных воздушных сетях/ Р.Г. Хузяшев, И. Л. Кузьмин, С. И. Новиков, С. В. Сидорова // Электротехника. 2015. №2. С. 41–44.

8. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем / А.И. Перов. Москва: Изд-во Радиотехника, 2003. 400 с.

9. Лачугин В. Ф., Панфилов Д. И., Смирнов А. И. Реализация волнового метода определения места повреждения на линиях электропередач с использованием статистических методов анализа данных // Известия Российской академии наук. 2013. №6. С. 137–146.

10. Многофункциональное устройство регистрации процессов, контроля качества электроэнергии и определения места повреждения на линиях электропередачи / В.Ф. Лачугин, Д.И. А.Н. Панфилов, Смирнов, С.А. Образцов, А.А. Рывкин, А.О. Шимица // Электрические станции. 2013. №8. С. 29 – 36.

Авторы публикации

Новиков Сергей Иванович – аспирант кафедры «Электроэнергетические системы и сети» (ЭСиС) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ).

Кузьмин Игорь Леонидович – канд, техн. наук, доцент кафедры «Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем» (РЗА) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ).

Хузяшев Рустэм Газизович – канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры «Электроэнергетические системы и сети» (ЭСиС) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ)

References

1. Pat. RU 23726224, IPC G01R 31/08. A method for determining the single-phase closure in a branched overhead power transmission line, a method for determining the location of a phase-to-phase short circuit in a branched overhead power transmission line and a current and voltage monitoring device for their implementation / Khuzyashev RG, Kuzmin IL - No. 1 2008109491; claimed. 12.03.2008; publ. 10.11.2009. Bul. №31..

2. Elhaffar A. Multi-end Traveling Wave Fault Location Based on Current Travelling Waves / A. Elhaffar, M. Lehtonen // 16th Power Systems Computation Conference (16th PSCC). – Glasgow, Scotland, 2008.

3. Abur A. Use of time delays between modal components in wavelet based fault location / A. Abur, F. H. Magnago // International Journal of Electrical Power & Energy Systems. 2000. V. 22, N 6. P. 397–403.
4. Kachesov V. E., Lavrov V. Ju., Cherepanov A. B. Parametrical way of definition of places of damage to distributive networks // Electrical station. 2003. №8. P. 37–43.
5. Kachesov V. E. Method for determining the distance to the location of a single-phase fault distribution networks under the operating voltage// Electricity. 2005. №6. P. 9–19.
6. Pat. RU 154603, IPC G 01 R 31/00. The device for monitoring the phase voltage of the overhead power line / Khuzyashev RG, Kuzmin IL, Novikov SI - №2015121748 / 28; claimed. 05/06/2015; publ. 10.12.2015. Bul. №25.
7. Algorithm location of current and voltage signal of phase-to-earth fault the air distribution networks / R.G. Huzjashev, I. L. Kuz'min, S. I. Novikov, S. V. Sidorova // Electrical engineering. 2015. №2. P. 41–44.
8. Perov A.I. Statistical theory of radio engineering systems / A.I. Perov. Moscow: Publ. Radio engineering, 2003. 400 p.
9. Lachugin V. F., Panfilov D. I., Smirnov A. I. Realization of a wave method of definition of the place of damage on power lines with use of statistical methods of the analysis of data // Izvestija Rossijskoj akademii nauk. 2013. №6. P. 137–146.
10. The multi-function printer of registration of processes, quality control of the electric power and definition of the place of damage on power lines / V.F. Lachugin, D.I. A.N. Panfilov, Smirnov, S.A. Obrazcov, A.A. Ryvkin, A.O. Shimina // Electrical station. 2013. №8. P. 29 – 36.

Authors of the publication

Sergej I. Novikov – postgraduate student of department «Electrical Systems and networks» of Kazan state power engineering university.

Igor' L. Kuz'min – cand. sci. (Techn.), Assoc. Prof. of department «Electrical Systems and networks» of Kazan state power engineering university.

Rustjem G. Huzjashev – cand. sci. (Phys. and Math.), Assoc. Prof. of department «Electrical Systems and networks» of Kazan state power engineering university.

Поступила в редакцию

25 января 2017 г.