

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-1-42-54>

УДК 621.316.925

Снижение влияния изменений частоты на формирование ортогональных составляющих входных сигналов релейной защиты

Ф. А. Романюк¹⁾, В. Ю. Румянцев¹⁾, Ю. В. Румянцев¹⁾, Е. А. Дерюгина¹⁾

¹⁾Белорусский национальный технический университет (Минск, Республика Беларусь)

© Белорусский национальный технический университет, 2020
Belarusian National Technical University, 2020

Реферат. Цифровые фильтры, выполненные с использованием дискретного преобразования Фурье, применяются в большинстве микропроцессорных защит как отечественного, так и зарубежного производства. При отклонении частоты входного сигнала от значения, на которое настроены указанные фильтры, на их выходе формируется сигнал с амплитудой колебаний, пропорциональной отклонению частоты сигнала от заданной. В статье предложен алгоритм компенсации колебаний ортогональных составляющих выходных сигналов цифровых фильтров, реализованных на основе дискретного преобразования Фурье, при отклонении частоты входного сигнала от номинальной. В среде динамического моделирования MatLab-Simulink реализована математическая модель предлагаемого цифрового фильтра с алгоритмом компенсации колебаний его ортогональных составляющих, а также модели сигналов для воспроизведения входных воздействий. В модели цифрового фильтра предусмотрены два канала – канал тока и канал напряжения, что позволяет моделировать их работу применительно к защитам, использующим одну или две входные величины, например для токовой и дистанционной защиты. Проверка функционирования модели цифрового фильтра с компенсацией колебаний его выходного сигнала проводилась с применением двух видов тестовых воздействий – синусоидального сигнала с частотой 48–51 Гц (идеализированное воздействие), а также воздействий, приближенных к реальным вторичным сигналам измерительных трансформаторов тока и напряжения при коротких замыканиях, сопровождающихся понижением частоты. Проведенные вычислительные эксперименты при отклонении частоты от номинальной выявили наличие незатухающих колебаний на выходе стандартных цифровых фильтров Фурье и практически полное их отсутствие у предлагаемых цифровых фильтров, что позволяет рекомендовать к использованию в микропроцессорных защитах цифровые фильтры на основе дискретного преобразования Фурье, дополненные алгоритмом компенсации колебаний амплитуд выходных сигналов.

Ключевые слова: микропроцессорная защита, ортогональные составляющие, цифровые фильтры, тестовое воздействие, фазовый сдвиг, модель, трансформатор тока, дискретное преобразование Фурье, MatLab, Simulink

Для цитирования: Снижение влияния изменений частоты на формирование ортогональных составляющих входных сигналов релейной защиты / Ф. А. Романюк [и др.] // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2020. Т. 63, № 1. С. 42–54. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-1-42-54>

Адрес для переписки

Романюк Федор Алексеевич
Белорусский национальный технический университет
просп. Независимости, 65/2,
220013, г. Минск, Республика Беларусь
Тел.: +375 17 331-00-51
faromanuk@bntu.by

Address for correspondence

Romaniuk Fiodar A.
Belarusian National Technical University
65/2 Nezavisimosty Ave.,
220013, Minsk, Republic of Belarus
Tel.: +375 17 331-00-51
faromanuk@bntu.by

Reducing the Impact of the Frequency Change on the Formation of Orthogonal Components of the Relay Protection Input Signals

F. A. Romaniuk¹⁾, V. Yu. Rumiantsev¹⁾, Yu. V. Rumiantsev¹⁾, A. A. Dziaruhina¹⁾

¹⁾Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. Digital filters made with the use of discrete Fourier Transform are applied in most microprocessor protections produced both in the home country and abroad. When the input signal frequency deviates from the value to which these filters are configured, a signal is generated at their output with oscillation amplitude that is proportional to the deviation of the signal frequency from the specified one. The article proposes an algorithm for compensating the oscillations of orthogonal components of the output signals of digital filters implemented on the basis of a discrete Fourier transform, when the input signal frequency deviates from the nominal one. A mathematical model of the proposed digital filter with an algorithm for compensating the oscillations of its orthogonal components, as well as a signal model for reproducing input effects, is implemented in the MatLab-Simulink dynamic modeling environment. The digital filter model is provided with two channels, viz. a current channel and a voltage channel, which makes it possible to simulate their operation in relation to protections that use one or two input values, for example, for current and remote protection. Verification of the functioning of the digital filter model with compensation for fluctuations in its output signal was carried out with the use of two types of test effects, viz. a sinusoidal signal with a frequency of 48–51 Hz (idealized effect), and the effects that are close to the real secondary signals of measuring current transformers and voltage transformers in case of short circuits accompanied by a decrease in frequency. The conducted computational experiments with deviation of frequency from the nominal one, revealed the presence of undamped oscillations at the output of standard digital Fourier filters and their almost complete absence in the proposed digital filters. This makes us possible to recommend digital filters based on a discrete Fourier transform supplemented by an algorithm for compensation of fluctuations in the amplitudes of the output signals for the use in microprocessor protection.

Keywords: microprocessor protection, orthogonal components, digital filters, test exposure, phase shift, model, current transformer, discrete Fourier transform, MatLab, Simulink

For citation: Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Rumiantsev Yu. V., Dziaruhina A. A. (2020) Reducing the Impact of the Frequency Change on the Formation of Orthogonal Components of the Relay Protection Input Signals. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 63 (1), 42–54. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-1-42-54> (in Russian)

Введение

Для определения информационных параметров контролируемых величин в устройствах релейной защиты широко используются ортогональные составляющие (ОС) входных токов и напряжений. Формирование ОС указанных сигналов основывается главным образом на применении дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и его модификаций [1]. Реализация ДПФ осуществляется путем параллельной фильтрации входного сигнала косинусным и синусным частотными фильтрами, в результате чего формируются два сигнала с одинаковыми амплитудами и фазовым сдвигом между ними, равным $\pi/2$ для основной частоты. Для формирования ОС входных сигналов релейной защиты также находят применение алгоритмы, основанные на выделении одной из ОС с помощью соответствующего

цифрового фильтра и вычислении второй ОС по отсчетам мгновенных значений первой составляющей. Главный недостаток обозначенных выше подходов формирования ОС состоит в том, что коэффициенты используемых цифровых фильтров выбраны для основной частоты, а при ее изменении в формировании ОС вносится дополнительная погрешность, которая оказывает влияние на достоверность определения информационных параметров контролируемых величин. Непосредственное проявление указанной погрешности при отклонении частоты от основного значения – возникновение колебаний амплитуд ОС и фазовых сдвигов между ними. Это может потребовать введения ограничений при выборе коэффициента возврата измерительных органов, что в конечном итоге явится сдерживающим фактором в достижении высокой чувствительности устройств релейной защиты. Снижение влияния изменений частоты на выделение ОС входных сигналов может быть достигнуто за счет использования формирователей с соответствующей адаптивностью. В основу их построения предлагается положить ДПФ или его модификации, дополненные алгоритмом компенсации колебаний амплитуд с последующим уточнением отсчетов мгновенных значений ОС. Данная задача в микропроцессорных защитах решается относительно несложно на программном уровне.

Основная часть

В большинстве микропроцессорных защит используются цифровые фильтры (ЦФ) на основе ДПФ в силу простоты их реализации и устойчивости функционирования [2].

При возникновении короткого замыкания (КЗ) сигнал, контролируемый микропроцессорной защитой, характеризуется наличием одновременно одной или нескольких особенностей: содержит апериодическую составляющую, имеет частоту, отличную от номинальной, а также искаженную форму вследствие насыщения измерительных трансформаторов, что приводит к погрешностям функционирования ЦФ [3]. В частности, при отклонении частоты входного сигнала от номинальной на выходе ЦФ формируется сигнал в виде незатухающего колебательного процесса. Это объясняется тем, что частота дискретизации аналогового сигнала выбирается исходя из условия получения целого числа выборок на период основной частоты, а при ее отклонении данное условие нарушается. Для устранения этого недостатка используются специализированные алгоритмы, которые обеспечивают функционирование ЦФ в условиях отклонения частоты от номинальной [4]. Реализация подобных алгоритмов усложняется тем, что необходимо дополнительно контролировать частоту сигнала для коррекции количества выборок. Уменьшить амплитуду колебательного процесса на выходе ЦФ также позволяет использование усредняющих ЦФ, что, однако, вносит дополнительную задержку в установление выходного сигнала.

Предлагаемый в статье алгоритм компенсации колебаний на выходе ЦФ при отклонении частоты входного сигнала от номинальной в значи-

тельной степени свободен от перечисленных недостатков. Для его реализации необходимо выполнить такую последовательность действий.

1. С использованием ДПФ выделяются синусная u_{sn0} и косинусная u_{cn0} ОС:

$$\begin{aligned} u_{sn0} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n \sin \frac{2\pi n}{N}; \\ u_{cn0} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n \cos \frac{2\pi n}{N}, \end{aligned} \quad (1)$$

где u_n – входной сигнал; N – число выборок на период основной частоты.

Амплитуда сигнала основной гармоники для произвольной выборки n

$$U_{mn0} = \sqrt{u_{sn0}^2 + u_{cn0}^2}.$$

При отклонении частоты сигнала u_n от номинальной наблюдаются незатухающие колебания амплитуды U_{mn0} , которые устраняются на следующих шагах предлагаемого алгоритма.

2. Определяются амплитуды синусного U_{msn0} и косинусного U_{mcn0} сигналов по текущим u_{sn0} , u_{cn0} и предыдущим $u_{s(n-1)0}$, $u_{c(n-1)0}$ выборкам, зафиксированным через период дискретизации T [5]:

$$\begin{aligned} U_{msn0} &= \frac{\sqrt{u_{sn0}^2 - 2u_{sn0}u_{s(n-1)0} \cos \frac{2\pi}{N} + u_{s(n-1)0}^2}}{\sin \frac{2\pi}{N}}; \\ U_{mcn0} &= \frac{\sqrt{u_{cn0}^2 - 2u_{cn0}u_{c(n-1)0} \cos \frac{2\pi}{N} + u_{c(n-1)0}^2}}{\sin \frac{2\pi}{N}}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $T = \frac{1}{f_0 N}$ – период дискретизации; $f_0 = 50$ Гц.

К достоинствам использования выражений (2) следует отнести минимальную задержку в один период дискретизации T при определении амплитуды сигнала, что особенно важно для построения быстродействующих измерительных органов микропроцессорных защит [6], а также принципиальную невозможность обращения знаменателя в нуль.

Далее вычисляется среднее значение амплитуд сигналов

$$U_{mn0} = \frac{U_{msn0} + U_{mcn0}}{2}. \quad (3)$$

С использованием модели, рассмотренной ниже, получены результаты (рис. 1) по выражениям (2) и (3) для входного синусоидального сигнала с частотой 48 Гц.

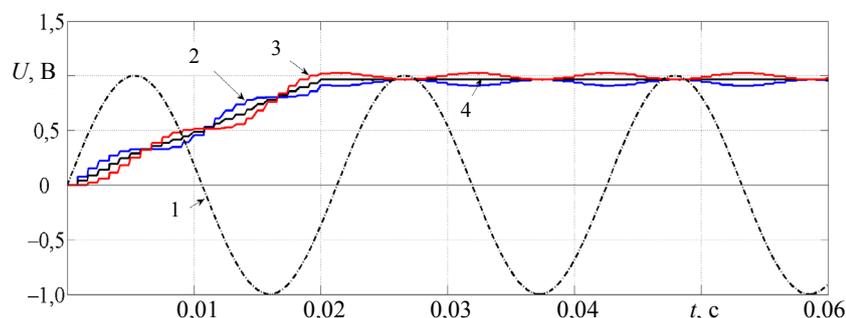


Рис. 1. Амплитуды синусной и косинусной ортогональных составляющих и среднего значения выходного сигнала: 1 – входной синусоидальный сигнал; 2, 3 – синусная и косинусная ОС; 4 – среднее значение выходного сигнала цифрового фильтра

Fig. 1. Amplitudes of sine and cosine orthogonal components magnitudes and their mean value: 1 – input sinusoidal signal; 2, 3 – sine and cosine orthogonal components; 4 – digital filter output signal mean value

Приведенные на рис. 1 зависимости показывают, что амплитуды синусного и косинусного сигналов (кривые 2 и 3), рассчитанные по (2), носят колебательный характер, причем колебания указанных сигналов находятся в противофазе. Среднее значение, полученное по (3), компенсирует колебания, и выходной сигнал ЦФ (прямая 4) остается неизменным при отклонении частоты от 50 Гц.

Для защит, в которых контролируется один параметр (например, токовые защиты), дальнейшие шаги алгоритма компенсации излишние, в противном случае выполняются последующие действия.

3. Определяется первое уточненное значение косинусной ОС

$$u_{cn1} = u_{cn0} \frac{U_{mn0}}{U_{mcn0}}. \quad (4)$$

4. Определяется первое уточненное значение синусной ОС

$$u_{sn1} = \frac{u_{sn0}}{|u_{sn0}|} \sqrt{|U_{mn0}^2 - u_{cn1}^2|}. \quad (5)$$

5. Определяется второе уточненное значение синусной ОС

$$u_{sn2} = u_{sn0} \frac{U_{mn0}}{U_{msn0}}. \quad (6)$$

6. Определяется второе уточненное значение косинусной ОС

$$u_{cn2} = \frac{u_{cn0}}{|u_{cn0}|} \sqrt{|U_{mn0}^2 - u_{sn1}^2|}. \quad (7)$$

7. Определяются средние уточненные значения ОС:

$$u_{cn} = \frac{u_{cn1} + u_{cn2}}{2}; \quad (8)$$

$$u_{sn} = \frac{u_{sn1} + u_{sn2}}{2}.$$

8. Определяются амплитуда и текущая фаза уточненного сигнала:

$$U_{mn} = \sqrt{u_{sn}^2 + u_{cn}^2}; \quad (9)$$

$$\varphi_n = \frac{u_{sn}}{|u_{sn}|} \arccos \frac{u_{cn}}{U_{mn}}. \quad (10)$$

Модель цифрового фильтра

Оценка эффективности предлагаемого алгоритма компенсации колебаний амплитуды выходного сигнала при гармоническом входном воздействии проводилась с использованием модели ЦФ [7], реализованной в среде динамического моделирования MatLab-Simulink (рис. 2).

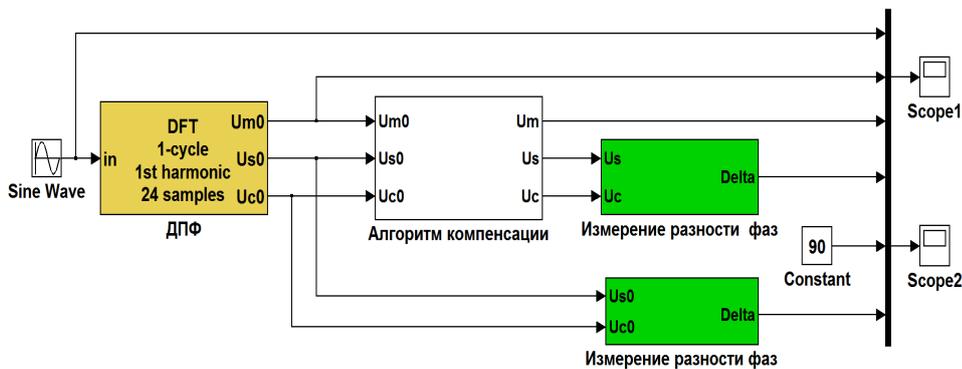


Рис. 2. Структура модели испытаний предлагаемого цифрового фильтра
 Fig. 2. Test model structure of the proposed digital filter

Рассмотрим блоки, которые входят в состав модели.

ЦФ на основе ДПФ (блок «ДПФ») представляется двумя стандартными блоками моделей *Digital Filter*, параметрами которых являются предварительно рассчитанные коэффициенты для косинусной и синусной ОС согласно (1) [8]. На выходе блока формируется амплитудное значение сигнала U_{mn0} , а также его ортогональные составляющие u_{sn0} и u_{cn0} .

Алгоритм компенсации. В одноименном составном блоке с использованием стандартных математических блоков Simulink реализован алгоритм в соответствии с выражениями (2)–(10). На выходе блока формируются уточненные значения амплитуды и ОС контролируемого сигнала.

Блок «Измерение разности фаз» используется для контроля фазовых сдвигов между ОС сигналов. Он строится на основе двух стандартных блоков *Discrete Fourier*, каждый из которых измеряет фазу подведенного сигнала, а затем определяется их разность.

Для формирования синусоидального сигнала с заданными частотой, амплитудой, фазой и смещением используется источник *Sine Wave*, а для контроля результатов моделирования – осциллограф *Scope*.

Моделирование работы цифрового фильтра

Проверку работоспособности модели ЦФ целесообразно проводить с использованием двух видов тестовых воздействий – синусоидального сигнала с частотой 48–51 Гц (идеализированное воздействие), а также сигнала, приближенного к реальным вторичным токам измерительных трансформаторов тока (ТТ) и напряжениям трансформаторов напряжения (ТН) при КЗ, сопровождающемся понижением частоты.

Гармоническое воздействие. Исследования проводились при синусоидальном входном воздействии с единичной амплитудой сигнала и частотой 48 Гц. Результаты функционирования двух ЦФ – стандартного на основе ДПФ (в дальнейшем – ДПФ) и предлагаемого на основе ДПФ с компенсацией колебаний амплитуды выходного сигнала (в дальнейшем – ДПФ с компенсацией) – приведены на рис. 3. ЦФ ДПФ (кривая 1) в установившемся режиме формирует на своем выходе незатухающий колебательный сигнал (рис. 3а), а у ЦФ ДПФ с компенсацией (кривая 2) колебания выходного сигнала полностью отсутствуют. В то же время фазовый сдвиг между ОС у обоих ЦФ практически одинаков и изменяется с небольшими колебаниями относительно уровня 90° (рис. 3б).

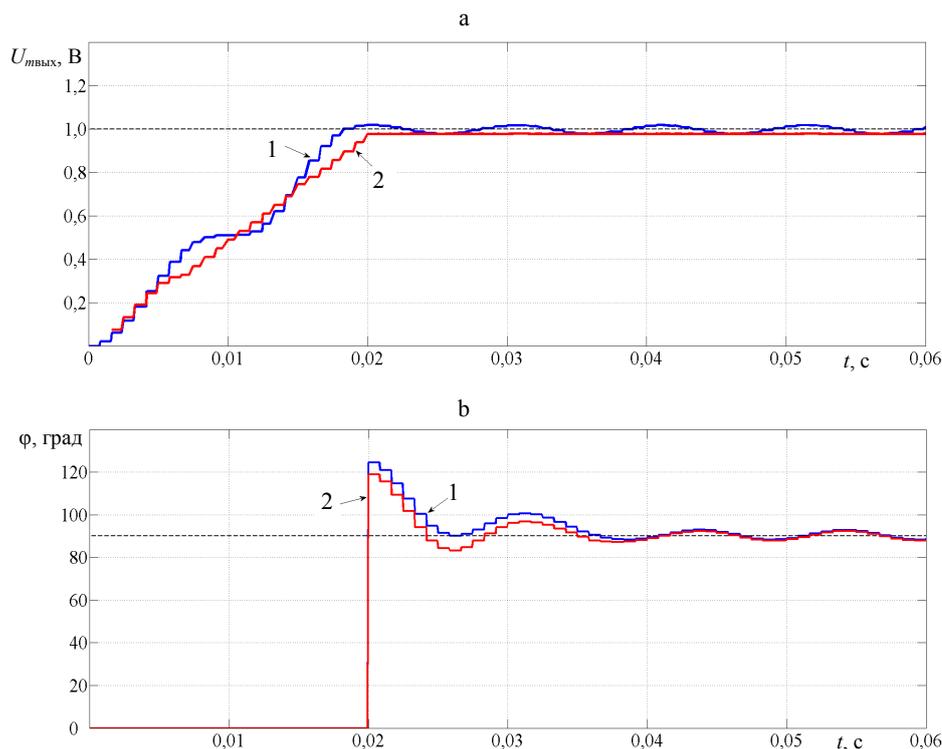


Рис. 3. Колебания выходных сигналов цифрового фильтра (а) и угла сдвига фаз между ортогональными составляющими (б) при частоте входного сигнала 48 Гц: 1 – дискретное преобразование Фурье; 2 – то же с компенсацией

Fig. 3. Oscillation of the digital filter output signal (a) and of the phase angle between orthogonal components (b) at the input signal frequency of 48 Hz: 1 – DFT-based digital filter; 2 – DFT-based digital filter with compensation

Зависимости размаха отклонений амплитуды выходного сигнала, ограниченные пунктирными линиями 2, 3, от среднего значения (кривая 1) при уходе частоты от номинальной приведены на рис. 4. Как видно из представленных зависимостей, у ЦФ ДПФ наблюдаются колебания амплитуды выходного сигнала, размах которых пропорционален отклонению частоты от номинальной. Для ЦФ ДПФ с компенсацией характерно практически полное отсутствие колебаний амплитуды выходного сигнала при изменении частоты в диапазоне 48–51 Гц.

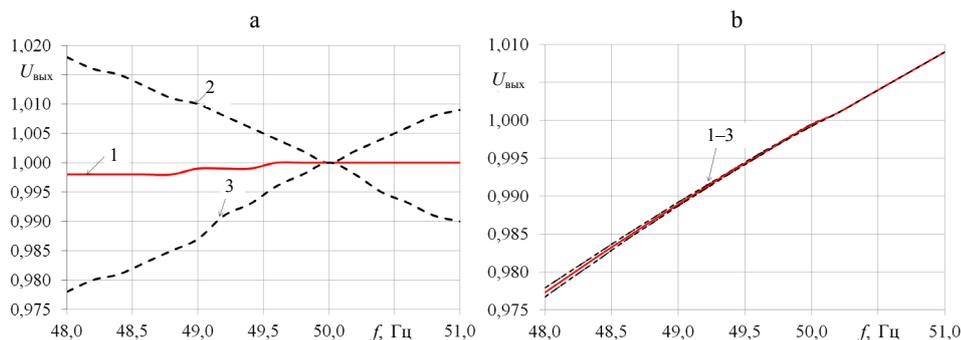


Рис. 4. Размах отклонений амплитуды выходного сигнала цифрового фильтра дискретного преобразования Фурье (а) и цифрового фильтра дискретного преобразования Фурье с компенсацией (б) при уходе частоты входного сигнала от номинальной

Fig. 4. The scale of the deviation of the DFT-based digital filter (a) and DFT-based digital filter with compensation (b) output signal at input signal frequency deviation from the nominal value

Средние отклонения фазовых сдвигов между ОС от уровня 90° при изменении частоты входного сигнала в пределах 48–51 Гц для обоих ЦФ одинаковы и не превышают одного градуса (рис. 5).

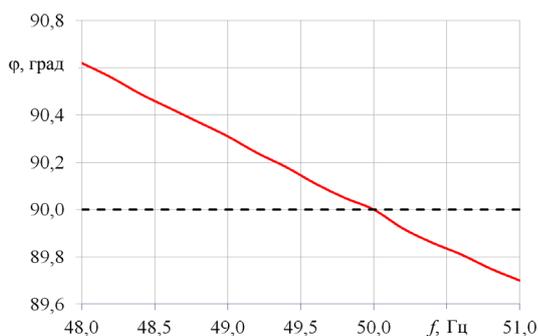


Рис. 5. Средние значения отклонений угла сдвига фаз между ортогональными составляющими цифрового фильтра при уходе частоты входного сигнала от номинальной

Fig. 5. The mean values of the deviation of the phase angle between orthogonal components at an input signal frequency deviation from the nominal value

Сложное входное воздействие. Для получения сложного входного воздействия модель ЦФ, приведенная на рис. 2, была дополнена блоками моделей энергосистемы, нагрузки, ТТ, ТН и блоком КЗ (рис. 6), реализованных в Simulink-SimPowerSystems (SPS) [9, 10]. В модели используются два канала – канал тока и канал напряжения, что позволяет исследовать работоспособность алгоритма ЦФ ДПФ с компенсацией колебаний выходного сигнала для защит, использующих два входных сигнала, например для органа сопротивления. Входными воздействиями для данных каналов являются разность фазных токов $I_a - I_b$ и междуфазное напряжение U_{ab} .

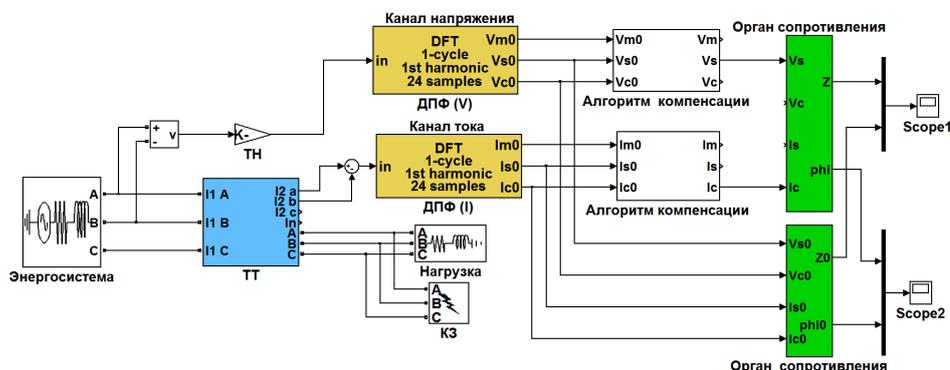


Рис. 6. Структура модели испытаний предлагаемого органа сопротивления

Fig. 6. Test model structure of the proposed impedance measuring element

Энергосистема представляется блоком модели трехфазного источника напряжения *3-Phase Source* из библиотеки SPS с постоянной времени затухания апериодической составляющей токов КЗ $T_s = (10-20)$ с, которая оказывает определяющее влияние на форму вторичного тока ТТ.

Трехфазная группа ТТ с соединением вторичных обмоток и нагрузок по схеме «звезда с нулевым проводом» (блок ТТ). Используется модель, все геометрические параметры которой рассчитываются по паспортным данным ТТ [11, 12].

Трансформатор напряжения (блок ТН). Используется идеализированная модель, реализуемая стандартным блоком *Gain*, параметром которой является коэффициент трансформации измерительного ТН.

Нагрузка (блок Нагрузка) представляется блоком модели *3-Phase Series RLC Load* из библиотеки SPS.

Короткое замыкание (блок КЗ) представляется блоком модели *3-Phase Fault* из библиотеки SPS.

Орган сопротивления. Реализуется для обоих ЦФ – ДПФ и ДПФ с компенсацией. В составных блоках с использованием стандартных математических блоков Simulink рассчитываются полное сопротивление Z_n , а также его активная R_n и реактивная X_n составляющие и угол между ними φ_n :

$$Z_n = \sqrt{R_n^2 + X_n^2}; \quad (11)$$

$$R_n = \frac{v_{cn}i_{cn} + v_{sn}i_{sn}}{i_{cn}^2 + i_{sn}^2}; \quad (12)$$

$$X_n = \frac{v_{sn}i_{cn} - v_{cn}i_{sn}}{i_{cn}^2 + i_{sn}^2}; \quad (13)$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{X_n}{R_n}, \quad (14)$$

где i_{sn}, i_{cn} – ОС канала тока; v_{sn}, v_{cn} – ОС канала напряжения.

Результаты расчетов выходных сигналов рассматриваемых ЦФ, полученные с использованием только канала тока, при постоянной времени затухания аperiodической составляющей в энергосистеме $T_s = 10$ с, приведены на рис. 7. В момент времени $t = 0,03$ с происходит трехфазное КЗ (рис. 7а), при котором форма тока $I = I_a - I_b$ существенно отличается от синусоидальной, а частота в энергосистеме снижается до 48 Гц. Время существования КЗ намеренно выбрано завышенным, чтобы продемонстрировать, как ЦФ реагируют на указанное воздействие. После затухания аperiodической составляющей, начиная с момента времени $t = 0,25$ с и до отключения КЗ при $t = 0,30$ с, ток I становится по форме близким к синусоидальному и выходной сигнал ЦФ ДПФ с компенсацией устанавливается на неизменном уровне (кривая 2) в отличие от ЦФ ДПФ, выходной сигнал которого продолжает носить колебательный характер (кривая 1). Фазовые сдвиги между ОС в рассматриваемых ЦФ так же, как и при гармоническом воздействии, оказываются практически совпадающими как по величине, так и по форме (рис. 7б).

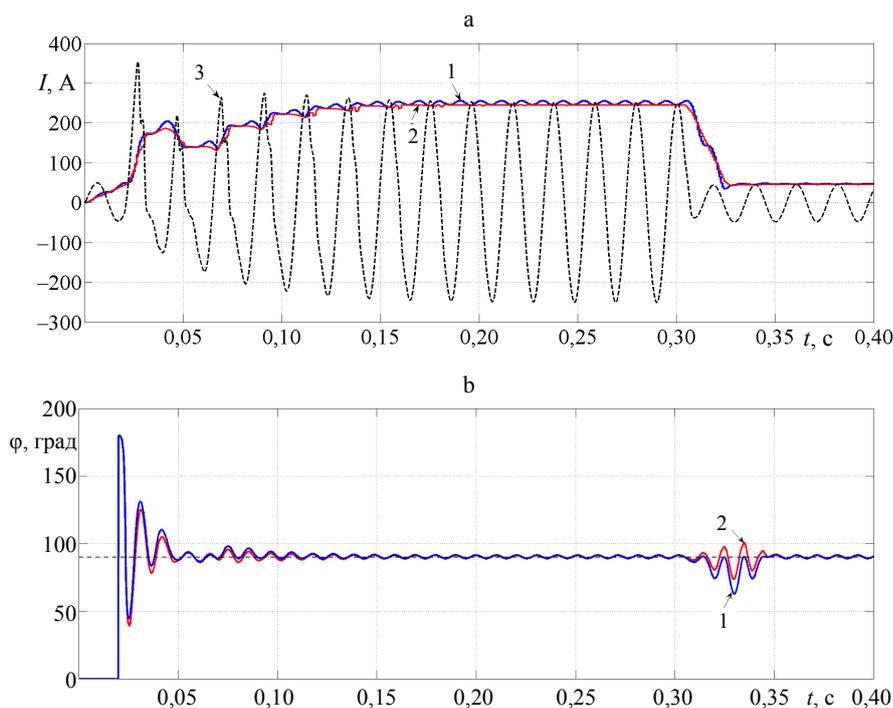


Рис. 7. Выходные сигналы цифрового фильтра (а) и фазовые сдвиги между ортогональными составляющими (б): 1 – дискретное преобразование Фурье; 2 – то же с компенсацией

Fig. 7. Digital filters output signals (a) and phase shifts between orthogonal components (b): 1 – DFT-based digital filter; 2 – DFT-based digital filter with compensation

Для проверки функционирования органа сопротивления использовались канал тока и канал напряжения модели, представленной на рис. 6. Результаты моделирования указанного органа на основе предлагаемо-

го ЦФ ДПФ с компенсацией сравнивались с аналогичными результатами при ЦФ ДПФ (рис. 8). В случае возникновения трехфазного КЗ ($t = 0,02$ с), сопровождающегося снижением частоты сети до 49 Гц, сопротивления, измеряемые органами сопротивления с обоими ЦФ, уменьшаются от номинального значения $Z = 3,1$ Ом до сопротивления при КЗ $Z_{КЗ} = 0,2$ Ом (рис. 8а). Незначительные отличия сопротивлений, определяемых ЦФ в переходных режимах, объясняются, в первую очередь, различной реакцией указанных фильтров на несинусоидальный характер вторичного тока ТТ. Кроме того, использование двух одинаковых каналов в значительной степени взаимно компенсирует колебания контролируемого сопротивления. Снижение частоты существенно сказывается на величине вычисляемого сопротивления после отключения КЗ, а также на фазовом сдвиге между активной и реактивной составляющими полного сопротивления (рис. 8б). На выходе блока «Орган сопротивления», реализованного на основе ДПФ, присутствуют колебания сопротивления, а в случае применения ЦФ ДПФ с компенсацией сопротивление устанавливается и поддерживается на неизменном уровне.

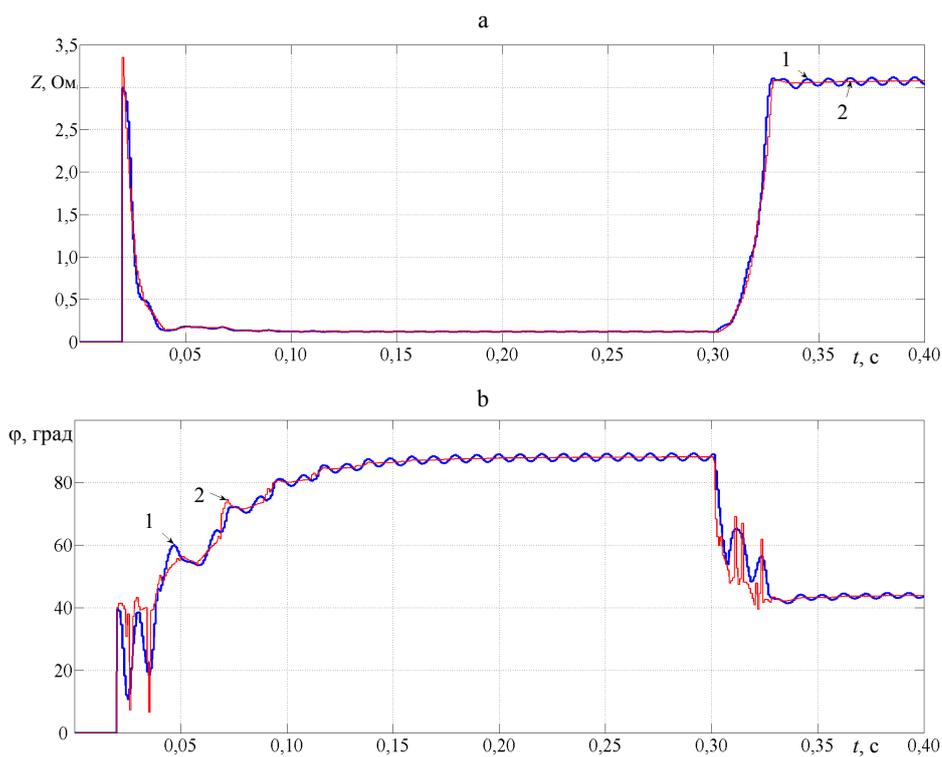


Рис. 8. Значения полного сопротивления на выходах цифровых фильтров (а) и фазовые сдвиги между активной и реактивной составляющими полного сопротивления (б): 1 – дискретное преобразование Фурье; 2 – то же с компенсацией

Fig. 8. Calculated impedance value at the outputs of the digital filters (a) and phase shifts between active and inductive components of the impedance (b): 1 – DFT-based digital filter; 2 – DFT-based digital filter with compensation

ВЫВОДЫ

1. Предложен цифровой фильтр, основанный на дискретном преобразовании Фурье, формирующий ортогональные составляющие входных сигналов релейной защиты, дополненный алгоритмом компенсации колебаний их амплитуд при отклонении частоты сигнала от номинальной.

2. В результате проведенных вычислительных экспериментов установлено, что предложенный цифровой фильтр с алгоритмом компенсации колебаний, в отличие от стандартного цифрового фильтра Фурье, устраняет колебания контролируемых величин при использовании в измерительных органах защит как с одним, так и с двумя входными сигналами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шнеерсон, Э. М. Цифровая релейная защита / Э. М. Шнеерсон. М.: Энергоатомиздат, 2007. 594 с.
2. Ramamurthy, M. Application of Digital Computers to Power System Protection / M. Ramamurthy // Journal of Inst. Eng. (India). 1972. Vol. 52, is. 10. P. 235–238.
3. Johns, A. T. Digital Protection for Power Systems / A. T. Johns, S. K. Salman // IET. 1995. P. 216.
4. Kasztenny, B. Two New Measuring Algorithms for Generator and Transformer Relaying / B. Kasztenny, E. Rosolowski // IEEE Transactions on Power Delivery. 1998. Vol. 13, is. 4. P. 1053–1059.
5. Реализация цифровых фильтров в микропроцессорных устройствах релейной защиты / Ю. В. Румянцев [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2016. Т. 59. № 5. С. 397–417. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2016-59-5-397-417>.
6. Increase of Operation Speed of Digital Measuring Elements of Microprocessor Protection of Electrical Installations / F. Romaniuk [et al.] // New Electrical and Electronic Technologies and their Industrial Implementations: 11th International Conference, Zakopane, Poland, June 25–28 / Lublin University of Technology. Zakopane, 2019. P. 56.
7. Методика повышения быстродействия измерительных органов микропроцессорных защит электроустановок / Ф. А. Романюк [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2019. Т. 62, № 5. С. 403–412. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-5-403-412>.
8. Comparative Assessment of Digital Filters for Microprocessor-Based Relay Protection / F. Romaniuk [et al.] // Przegląd Electrotechniczny (Electrical Review). 2016. Vol. 92, No 7. P. 128–131.
9. SimPowerSystems. User's Guide. Version 5. The MathWorks, 2011.
10. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MatLab, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2011. 288 с.
11. Новаш, И. В. Упрощенная модель трехфазной группы трансформаторов тока в системе динамического моделирования / И. В. Новаш, Ю. В. Румянцев // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2015. № 5. С. 23–38.
12. Wye-Connected Current Transformers Simplified Model Validation in MatLab-Simulink / F. Romanyuk [et al.] // Przegląd Electrotechniczny (Electrical Review). 2015. Vol. 1, No 11. P. 294–297.

Поступила 22.10.2019 Подписана в печать 24.12.2019 Опубликована онлайн 31.01.2020

REFERENCES

1. Shneerson E. M. (2007) *Digital Relay Protection*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 594 (in Russian).

2. Ramamurthy M. (1972) Application of Digital Computers to Power System Protection. *Journal of Institution of Engineers (India)*, 52 (10), 235–238.
3. Johns A. T., Salman S. K. (1995) *Digital Protection for Power Systems*. IET. 216. <https://doi.org/10.1049/pbpo015e>.
4. Kasztenny B., Rosolowski E. (1998) Two New Measuring Algorithms for Generator and Transformer Relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 13 (4), 1053–1059. <https://doi.org/10.1109/61.714447>.
5. Rumiantsev Yu. V., Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V. (2016) Digital Filters Implementation in Microprocessor-Based Relay Protection. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 59 (5), 397–417 (in Russian). <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2016-59-5-397-417>.
6. Romaniuk F., Rumiantsev V., Dziaruhina A., Kachenya V. (2019) Increase of Operation Speed of Digital Measuring Elements of Microprocessor Protection of Electrical Installations. *New Electrical and Electronic Technologies and their Industrial Implementations: 11th International Conference, Zakopane, Poland, June 25–28. Zakopane*, 56.
7. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V., Rumiantsev Yu. V. (2019) Technique of Performance Improvement of the Microprocessor-Based Protection Measuring Element. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 62 (5), 403–412 (in Russian). <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-5-403-412>.
8. Romaniuk F., Rumiantsev V., Rumiantsev Y., Boiko O. (2016) Comparative Assessment of Digital Filters for Microprocessor-Based Relay Protection. *Przegląd Electrotechniczny (Electrical Review)*, 1 (7), 130–133. <https://doi.org/10.15199/48.2016.07.28>.
9. *SimPowerSystems. User's Guide. Version 5. The MathWorks*, 2011. Available at: http://www.mathworks.com/help/releases/R2011a/pdf_doc/phymod/powersys/powersys.pdf. (Accessed 1 December 2015).
10. Chernykh I. V. (2011) *Simulation of Electrical Devices in MatLab, SimPowerSystems and Simulink*. Moscow, DMK Press; St.-Perersburg, Piter Publ. 288 (in Russian).
11. Novash I. V., Rumiantsev Yu. V. (2015) A Simplified Model of Three-Phase Bank of Current Transformers in the Dynamic Simulation System. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, (5), 23–38 (in Russian).
12. Romanyuk F., Novash I., Rumiantsev Y., Węgierek P. (2015) Wye-Connected Current Transformers Simplified Model Validation in MatLab-Simulink. *Przegląd Electrotechniczny (Electrical Review)*, 1 (11), 294–297. <https://doi.org/10.15199/48.2015.11.67>.

Received: 22 October 2019 Accepted: 24 December 2019 Published online: 31 January 2020