

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-4-328-339>

УДК 621.316.925

Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах

Ф. А. Романюк¹⁾, В. Ю. Румянцев¹⁾, Ю. В. Румянцев¹⁾, В. С. Каченя¹⁾

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

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

Реферат. Использование ортогональных составляющих (ОС) является основным направлением определения информационных параметров в микропроцессорной релейной защите и автоматике электроэнергетических систем. По известным ОС можно реализовать большинство измерительных органов, применяемых в современных устройствах защиты и автоматики. Для выделения ОС используются цифровые нерекурсивные частотные фильтры, в основу которых положено дискретное преобразование Фурье. Главным недостатком указанных фильтров – их невысокое быстродействие, превышающее период промышленной частоты. Для построения быстродействующих измерительных органов такое время установления истинного выходного сигнала часто является неприемлемым. В статье предлагается формировать ОС эквивалентного сигнала в микропроцессорных защитах по значениям косинусной и синусной ОС основной гармоники, сформированных с использованием дискретного преобразования Фурье, путем их умножения на корректирующий коэффициент, который является функцией значений амплитуды входного сигнала и его основной гармоники. Предлагаемый алгоритм формирования ОС входных сигналов в микропроцессорных защитах отличается высоким быстродействием в переходных режимах и обладает широкими функциональными возможностями. Разработана структурная схема формирователя ОС эквивалентного сигнала, все блоки которой могут быть реализованы по известным схемам на микроселекционной и микропроцессорной элементной базе. В среде динамического моделирования MatLab-Simulink реализована модель формирователя ОС. Проверка функционирования модели проводилась с использованием двух видов тестовых воздействий – синусоидального сигнала с частотой 50 Гц (идеализированное воздействие), а также сигнала, приближенного к реальному вторичному току трансформатора тока при коротком замыкании. В результате выполненных расчетов установлено существенное (до двух раз) повышение быстродействия предлагаемого метода формирования ОС по сравнению с формирователями, основанными на дискретном преобразовании Фурье, при идентичности частотных свойств обоих формирователей.

Ключевые слова: ортогональные составляющие, микропроцессорная защита, цифровые фильтры, дискретное преобразование Фурье, модель, тестовое воздействие, вычислительный эксперимент, амплитудно-частотная характеристика, трансформатор тока, MatLab, Simulink

Для цитирования: Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2020. Т. 63, № 4. С. 328–339. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-4-328-339>

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

Orthogonal Components Forming of the Microprocessor-Based Protection Input Signals

F. A. Romaniuk¹⁾, V. Yu. Rumiantsev¹⁾, Yu. V. Rumiantsev¹⁾, V. S. Kachenya¹⁾

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

Abstract. The use of orthogonal components (OS) is the main direction of determining information parameters in microprocessor relay protection and automation of electric power systems. Most of the measuring devices used in modern protection and automation devices can be implemented using known operating systems. Digital non-recursive frequency filters based on discrete Fourier transform are used for OS selection. The main disadvantage of these filters is their low performance that exceeds the period of industrial frequency. For the construction of high-speed measuring devices, this time of establishing the true output signal is often unacceptable. The article proposes to form the equivalent signal OS in microprocessor defenses based on the values of the cosine and sine axes of the main harmonic formed using a discrete Fourier transform, by multiplying them by a correction factor, which is a function of the values of the input signal amplitude and its main harmonic. The proposed algorithm for generating OS input signals in microprocessor defenses is characterized by high performance in transient modes and has wide functionality. A block diagram of an OS equivalent signal generator has been developed, all blocks of which can be implemented according to known schemes on a microelectronic and microprocessor element base. The OS shaper model is implemented in the MatLab-Simulink dynamic modeling environment. The model functioning was checked using two types of test actions, viz. a sinusoidal signal with a frequency of 50 Hz (idealized action) and a signal close to the real secondary current of a short-circuit current transformer. As a result of the performed calculations, a significant (up to two times) in the speed of the proposed method of OS formation in comparison with the formers based on the discrete Fourier transform, frequency properties of both formers being identical.

Keywords: orthogonal components, microprocessor protection, digital filters, discrete Fourier transform, model, test effect, computational experiment, amplitude-frequency response, current transformer, MatLab, Simulink

For citation: Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Rumiantsev Yu. V., Kachenya V. S. (2020) Orthogonal Components Forming of the Microprocessor-Based Protection Input Signals. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 63 (4), 328–339. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-4-328-339> (in Russian)

Введение

Существенное влияние на быстродействие микропроцессорных защит электроустановок оказывает инерционность алгоритмов формирования ортогональных составляющих входных сигналов. Для повышения быстродействия указанных алгоритмов применяются гибкие цифровые формирователи ОС, которые запускаются при возникновении повреждения [1]. При этом выделение ОС осуществляется с небольшим окном наблюдения, например составляющим половину периода основной частоты. С течением времени указанное окно может не изменяться либо увеличиваться, а при достижении заданного момента времени принимает первоначальное значение [2].

Гибкие цифровые формирователи ОС входных сигналов отличаются сложностью реализации, а во многих случаях оказываются недостаточно эффективными. С учетом этого с целью повышения быстродействия предлагается формировать ОС указанных сигналов в виде эквивалентных, являющихся функцией корректирующего коэффициента и ОС, полученных с применением классических алгоритмов.

Основная часть

Для выделения из входного сигнала ОС заданной частоты могут быть использованы алгоритмы цифровых фильтров (ЦФ) с постоянными коэффициентами, которые будем называть базовыми, такие как: ЦФ на основе метода наименьших квадратов, дискретного преобразования Фурье (ДПФ), а также формирователи ОС [3, 4]. Формирование косинусной x_{cn} и синусной x_{sn} ОС указанными ЦФ осуществляется согласно выражениям:

$$x_{cn} = \sum_{n=1}^N a_{cn} x_n; \quad (1)$$

$$x_{sn} = \sum_{n=1}^N a_{sn} x_n,$$

где a_{cn} , a_{sn} – коэффициент косинусного и синусного ЦФ соответственно; x_n – выборка входного сигнала.

При этом значение амплитуды заданной гармоники для произвольной выборки n

$$X_{mn} = \sqrt{x_{cn}^2 + x_{sn}^2}. \quad (2)$$

Формирование косинусной x_{eqcn} и синусной x_{eqsn} ОС эквивалентного сигнала для выборки n осуществляется путем умножения x_{cn} и x_{sn} на корректирующий коэффициент k_{kn} [5]:

$$x_{eqcn} = k_{kn} x_{cn}; \quad (3)$$

$$x_{eqsn} = k_{kn} x_{sn}.$$

Численное значение k_{kn} для произвольной выборки n рассчитывается по амплитудам для этой же выборки сигнала базового ЦФ X_{mn} и дополнительного ЦФ X_{mnd} с учетом характера изменения сигнала по изложенной ниже методике.

В существующих микропроцессорных защитах для формирования ОС входных сигналов главным образом используются ЦФ на основе ДПФ [6]. Поэтому в качестве базового определим фильтр Фурье. На рис. 1 (кривая 1)

представлена переходная характеристика указанного фильтра для амплитудных значений при подаче и снятии синусоидального сигнала основной частоты.

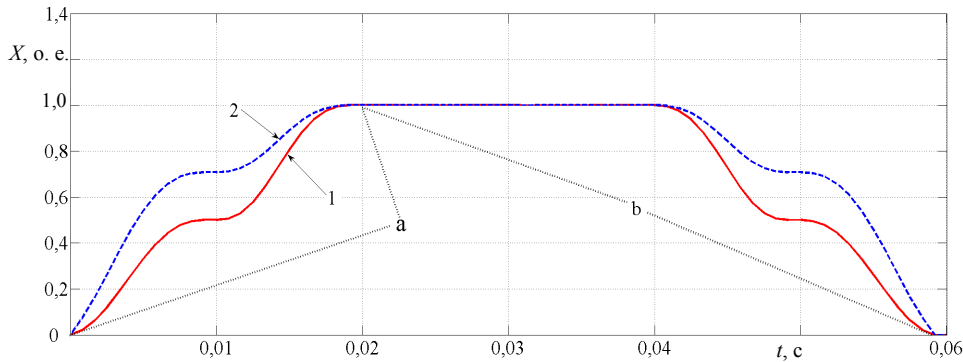


Рис. 1. Переходные характеристики цифровых фильтров

Fig. 1. Digital filters step response

В качестве дополнительного выбран фильтр, формирующий амплитудные значения сигнала в соответствии с выражением

$$X_{mnd} = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x_n^2}. \quad (4)$$

Переходная характеристика данного фильтра для амплитудных значений при подаче и снятии синусоидального сигнала основной частоты приведена на том же рис. 1 (кривая 2).

Основное условие реализуемости предлагаемого метода определения k_{kn} с положительным эффектом состоит в том, чтобы переходная характеристика дополнительного фильтра в областях подъема и спада сигнала располагалась выше аналогичной характеристики базового фильтра.

Корректирующий коэффициент k_{kn} для различных участков переходной характеристики базового фильтра определяется по-разному. Выделим на характеристике 1 (рис. 1) два участка: a – нарастания сигнала; b – неизменного состояния либо спада сигнала. Если произвольная выборка n находится в пределах участка a , то ей присваивается признак $c = 1$, а когда n расположена на участке b , то $c = 0$.

Для задания признака c фиксируются два смежных амплитудных значения сигнала базового фильтра $X_{m(n-r)}$ и X_{mn} , по которым рассчитывается параметр P

$$P = \frac{X_{mn}}{X_{m(n-r)}}(1 - \varepsilon). \quad (5)$$

Если $P \leq 1$, то $c = 0$, в противном случае $c = 1$. Постоянная $0 < \varepsilon \leq 0,1$ в выражении (5) обеспечивает отстройку от кратковременных прова-

лов амплитудных значений сигнала базового фильтра, когда на участке a $X_{mn} < X_{m(n-r)}$, а на участке b $X_{mn} > X_{m(n-r)}$.

Численное значение k_{kn} для произвольной выборки n в пределах участка a ($c = 1$) рассчитывается по выражению [5]

$$k_{kn} = l \left(\frac{X_{mnd}}{X_{mn}} - 1 \right) + 1, \quad (6)$$

где l – постоянный коэффициент.

Для произвольной выборки n на участке b ($c = 0$) k_{kn} принимается равным 1.

Принимая во внимание отмеченное выше и с учетом признака c , получим общее выражение для определения k_{kn} для произвольной выборки n , находящейся на любом из участков a , b :

$$k_{kn} = c \left[l \left(\frac{X_{mnd}}{X_{mn}} - 1 \right) + 1 \right] + 1 - c. \quad (7)$$

При выборе численного значения постоянного коэффициента l необходимо учитывать, что с его увеличением возрастает быстродействие формирования ОС эквивалентного сигнала. Однако после превышения l некоторой величины на переходной характеристике отмечаются выбросы указанного сигнала. Оптимальным будет значение l , при котором достигается высокое быстродействие формирования ОС эквивалентного сигнала при гладкой переходной характеристике с отсутствием на ней выбросов. Последнее будет обеспечиваться, если в переходных режимах относительное значение амплитуды эквивалентного сигнала для критической выборки X_{mkeq*} не превысит 1.

Исходя из этого, а также с учетом (3)

$$k_{kn} \leq \frac{1}{X_{mk*}}, \quad (8)$$

где X_{mk*} – относительное значение амплитуды сигнала базового фильтра для критической выборки.

Указанная выборка соответствует максимальной разности между однозначными значениями $X_{mnd}(t)$ и $X_{mn}(t)$ переходных характеристик дополнительного и базового фильтров.

Приравняв значения k_{kn} в (6) и (8), после несложных преобразований получим

$$l \leq \frac{1 - X_{mk*}}{X_{mkd*} - X_{mk*}}, \quad (9)$$

где X_{mkd*} – относительное значение амплитуды сигнала дополнительного фильтра для критической выборки.

Для выбранных в качестве базового и дополнительного фильтров соответственно ЦФ Фурье и функционирующего в соответствии с (4), учитывая их реальные переходные характеристики, рассчитанное значение $l \leq 2,4$.

Следует отметить, что в переходных режимах текущие значения k_{kn} , определяемые по (7), могут существенно возрастать. Большие k_{kn} обуславливают ухудшение частотных свойств алгоритма формирования эквивалентного сигнала. Совпадение частотных свойств указанного алгоритма и ДПФ обеспечивается при ограничении k_{kn} на уровне 2, что не оказывает существенного влияния на его быстродействие.

Предлагаемый способ формирования ОС эквивалентного сигнала для микропроцессорных защит отличается высоким быстродействием, обладает широкими функциональными возможностями, позволяющими реализовать практически все применяемые в релейной защите измерительные органы.

На рис. 2 представлена структурная схема цифрового устройства формирования ОС эквивалентного сигнала, в каждом блоке которой выполняется определенное преобразование сигнала или реализуется математическое выражение в соответствии с рассмотренным выше алгоритмом.

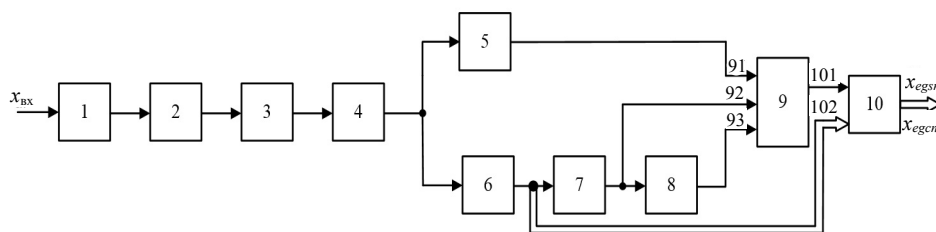


Рис. 2. Структурная схема цифрового устройства формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала в микропроцессорных защитах

Fig. 2. Block diagram of a digital device for forming orthogonal components of an equivalent signal in microprocessor defenses

Входной преобразователь 1 преобразует входной вторичный сигнал $x_{вх}$, поступающий от измерительного трансформатора защищаемого объекта, в пропорциональный сигнал напряжения и представляет собой промежуточный трансформатор.

Фильтр нижних частот 2 – это активный фильтр, выполненный на операционном усилителе и предназначенный для подавления спектральных компонент, частота которых превышает половину частоты дискретизации.

Аналого-цифровой преобразователь 3 осуществляет преобразование выборок выходного сигнала фильтра нижних частот в цифровой код.

Оперативное запоминающее устройство 4 выполняет функцию хранения последних n выборок входного сигнала, которые обрабатываются в последующих блоках.

В блоке 5 с использованием дополнительного ЦФ определяется амплитудное значение входного сигнала X_{mnd} согласно (4).

В основу выполнения блока формирования ОС основной гармоники входного сигнала 6 положено ДПФ, при котором с помощью базового ЦФ по выражениям (1) выделяются косинусная x_{cn} и синусная x_{sn} ОС.

Блок определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала X_{mn} 7 реализует выражение (2).

В блоке определения характера изменения входного сигнала 8 формируется признак c . Для этой цели фиксируются два смежных амплитудных значения основной гармоники входного сигнала X_{mn} и $X_{m(n-r)}$, по которым с учетом постоянной ε согласно (5) вычисляется параметр P . Если выполняется условие $P_n \leq 1$, то признаку c присваивается значение $c = 0$, в противном случае $c = 1$.

В блоке 9 определения корректирующего коэффициента k_{kn} реализуется выражение (7), позволяющее учесть характер изменения сигнала: в случае нарастания сигнала ($c = 1$) корректирующий коэффициент принимает значение, определяемое выражением (6), а при его неизменном характере или спаде ($c = 0$) $k_{kn} = 1$, что соответствует вычислению ОС сигнала по алгоритму ДПФ согласно (1). Как отмечалось выше, оптимальное значение постоянного коэффициента l , входящего в (7), при котором отсутствует перерегулирование переходной характеристики и достигается приемлемое быстроедействие, составляет 2,4.

Блок формирования x_{eqcn} , x_{eqsn} ОС эквивалентного сигнала 10 реализует функцию их вычисления по значениям x_{cn} , x_{sn} и величине корректирующего коэффициента k_{kn} по выражениям (3).

Все блоки и элементы структурной схемы цифрового устройства формирования ОС эквивалентного сигнала могут быть реализованы по известным схемам с использованием средств микроэлектронной и микропроцессорной техники.

Моделирование

Оценка эффективности предлагаемого метода формирования ОС входных сигналов проводилась с использованием цифровой модели, реализованной в среде динамического моделирования MatLab-Simulink.

В структуру указанной модели входят энергосистема, трехфазная группа трансформаторов тока и трансформатор напряжения, нагрузка, блок короткого замыкания, а также модели элементов, обеспечивающие реализацию алгоритма получения ОС [7, 8]. Моделирование блоков и элементов цифровой структуры выполнено с применением методов и правил, использовавшихся в [9–11].

На рис. 3 приведена структура модели формирователя ОС эквивалентного сигнала, реализованная из стандартных блоков библиотеки Simulink в соответствии с рассмотренной на рис. 2 схемой. Укрупненно модель

содержит пять составных блоков, в которых моделируется работа основных элементов формирователя ОС или производятся вычисления:

- входного преобразователя, фильтра нижних частот, аналого-цифрового преобразователя (блок «ФНЧ-АЦП»);
- базового фильтра на основе ДПФ (блок «ДПФ»);
- дополнительного ЦФ (блок «ЦФД»);
- признаков и коэффициентов, определяющих характер изменения сигнала (блок «ХИС»);
- корректирующего коэффициента (блок «Кк»).

На выходах блоков умножения *Product* и *Product1* формируются ОС эквивалентного сигнала x_{eqsn} , x_{eqsn} , значения которых выводятся на виртуальный осциллограф *Scope*.

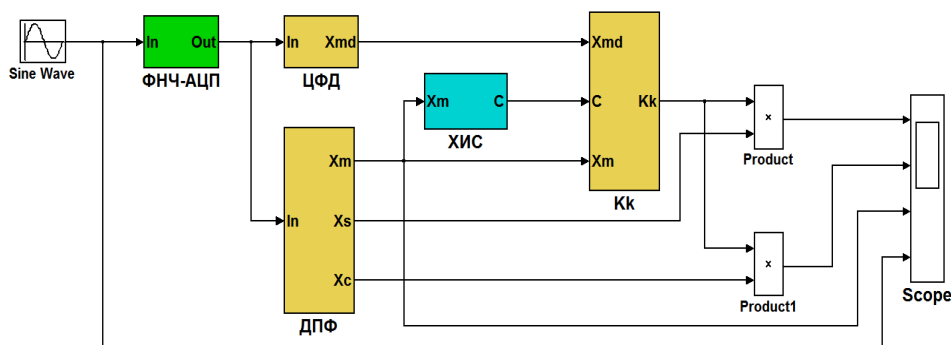


Рис. 3. Структура Simulink-модели формирователя ортогональных составляющих эквивалентного сигнала

Fig. 3. The structure of Simulink model of the orthogonal components of the equivalent signal former

Результаты исследования

Проверка работоспособности и эффективности предложенного метода формирования ОС входных сигналов в микропроцессорных защитах осуществлялась с использованием двух видов тестовых воздействий – синусоидального сигнала, а также сигнала, приближенного к реальным вторичным токам трансформаторов тока и напряжениям трансформаторов напряжения.

Гармоническое воздействие. На рис. 4 представлены результаты функционирования предлагаемого устройства формирования ОС эквивалентного сигнала и базового ЦФ, реализованного с использованием ДПФ, при синусоидальном воздействии (кривая 3). Время установления амплитудного значения эквивалентного сигнала (кривая 1) при $l = 2,4$ составляет менее 0,5 периода промышленной частоты, что в два с лишним раза больше, чем у ЦФ на основе ДПФ (кривая 2). В установившемся режиме и при спаде сигнала оба ЦФ функционируют идентично.

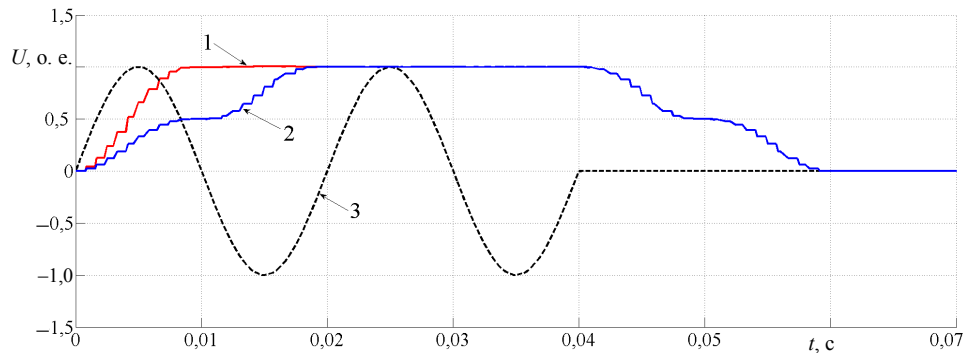


Рис. 4. Результаты функционирования моделей цифровых фильтров

Fig. 4. Digital filters models performance results

Для проверки правильности определения фазы эквивалентного сигнала сравнивались синусная ОС последнего X_{eqsn} с аналогичной ОС ДПФ X_{sn} при гармоническом воздействии (рис. 5). В момент подачи воздействия (кривая 3) ОС X_{eqsn} (кривая 1) располагается выше, чем X_{sn} (кривая 2). По мере затухания переходного процесса обе ОС сближаются и в дальнейшем совпадают как в установившемся режиме, так и при исчезновении входного воздействия (момент времени 0,04 с).

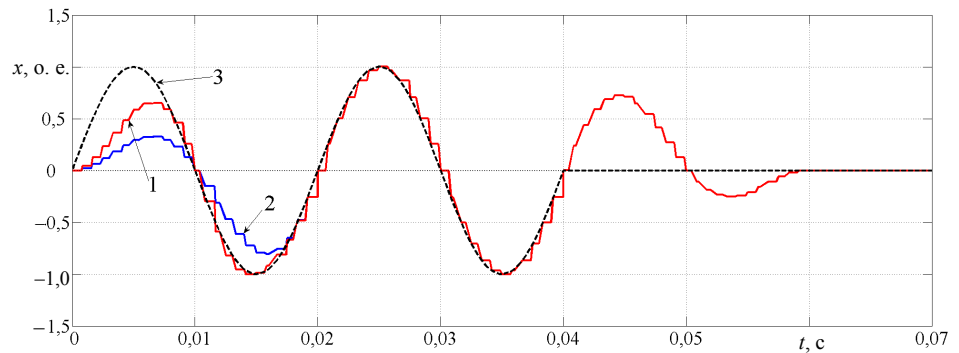


Рис. 5. Синусные ортогональные составляющие

Fig. 5. Sine orthogonal components

Частотные свойства формирователя ОС эквивалентного сигнала оценивались по его амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) в сравнении с АЧХ базового фильтра Фурье. Для построения АЧХ необходимо в схеме рис. 3 изменять при неизменной амплитуде частоту входного сигнала и измерять амплитуду выходного сигнала. Такую итерационную процедуру можно автоматизировать написанием скрипта MatLab, в котором используются функция *set_param* для задания параметров моделирования и функции *sim* для запуска моделирования. Результаты расчетов АЧХ сравниваемых ЦФ представлены на рис. 6. АЧХ предлагаемого формирователя ОС (кривая 1) и ЦФ на основе ДПФ (кривая 2) полностью совпадают во всем исследуемом частотном диапазоне. Незначительные отличия в

низкочастотной области связаны с крупным шагом изменения частоты в 5 Гц для сокращения времени расчета.

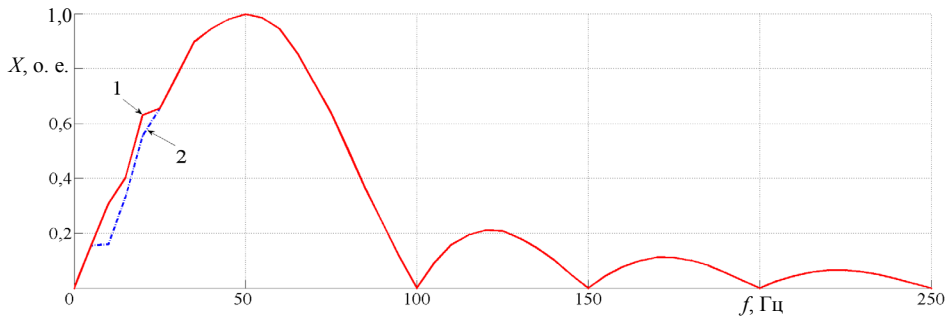


Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики формирователя ортогональных составляющих эквивалентного сигнала и цифрового фильтра Фурье

Fig. 6. Amplitude-frequency characteristics of the former of orthogonal components of the equivalent signal and the digital Fourier filter

Сложное входное воздействие. На рис. 7 приведены результаты расчетов с использованием воздействия, приближенного к реальному вторичному току трансформатора тока (ТТ). Такое воздействие получено с помощью комплексной математической модели, включающей модели энергосистемы, защищаемого объекта, измерительного ТТ, а также моделей вышеназванных ЦФ.

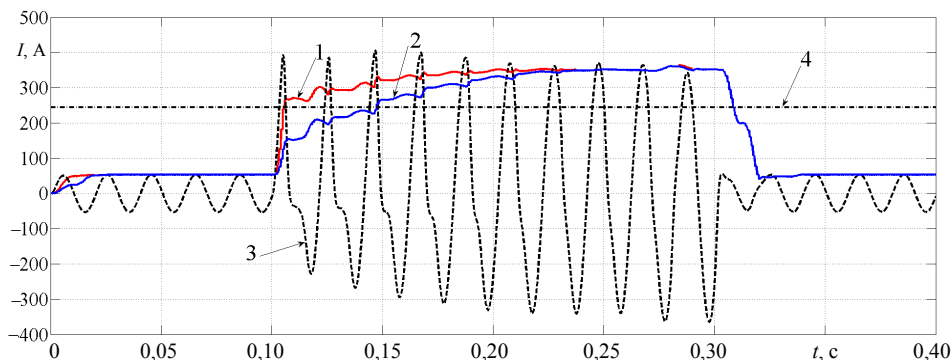


Рис. 7. Результаты моделирования при сложном входном воздействии

Fig. 7. The simulation results in case of the compound test signal

В промежутке времени $t = 0,00-0,10$ с моделируется доаварийный режим, при котором вторичный ток ТТ (контролируемый сигнал) синусоидален. В момент времени $t = 0,1$ с происходит трехфазное короткое замыкание – аварийный режим, когда форма вторичного тока ТТ искажается вследствие насыщения его магнитной системы (кривая 3). При этом время нарастания выходных сигналов по отношению к уставке срабатывания (кривая 4) в переходном режиме существенно различается: у предлагаемого формирователя ОС выходной сигнал нарастает быстрее (кривая 1) и располагается выше выходного сигнала ЦФ на основе ДПФ (кривая 2).

Так продолжается до момента времени $t = 0,24$ с, когда заканчивается переходный процесс (ТТ выходит из режима насыщения) и форма вторичного тока ТТ становится синусоидальной. В послеаварийном режиме и при исчезновении сигнала функционирование формирователя ОС эквивалентного сигнала не отличается от ЦФ на основе ДПФ.

ВЫВОДЫ

1. Предложенный метод повышения быстродействия формирования ортогональных составляющих входных сигналов может быть реализован как в токовых цепях, так и в цепях напряжения микропроцессорных защит.

2. Выполненные вычислительные эксперименты с использованием гармонического и приближенного к реальному тестовых воздействий показали существенное (до двух раз) повышение быстродействия предлагаемого метода формирования ортогональных составляющих входных сигналов по сравнению с формирователями на основе дискретного преобразования Фурье без заметного ухудшения частотных свойств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шнеерсон, Э. М. Цифровая релейная защита / Э. М. Шнеерсон. М.: Энергоатомиздат, 2007. 594 с.
2. Романюк, Ф. А. Принципы выполнения гибких формирователей ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах электроустановок / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, К. Ф. Романюк // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2012. № 6. С. 5–10.
3. 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/10/21122/1029-7448-2016-5-397-417>.
4. Романюк, Ф. А. Способы формирования ортогональных составляющих входных сигналов для релейной защиты / Ф. А. Романюк, М. С. Ломан, В. С. Каченя // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2019. Т. 62, № 1. С. 5–14. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-1-5-14>.
5. 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>.
6. Schweitzer, E. O. Filtering for Protective Relays / E. O. Schweitzer, D. Hou // WESCA-NEX 93. Communications, Computers and Power in the Modern Environment. Conference Proceedings. IEEE, 1993. P. 15–23.
7. SimPowerSystems. User's Guide. Version 5. The MathWorks, 2011.
8. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MatLab, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. 288 с.
9. Romaniuk, F. A. Digital Filters of Separate the First and Second Harmonics of Signals in Microprocessor-Bases Protection of Electrical Installations Equipped with Transformers / F. A. Romaniuk, V. S. Kachenya, K. Kierczynski // Przegląd Electrotechniczny. 2018. Vol. 1, No 7. P. 48–51. <https://doi.org/10.15199/48.2018.07.11>.

10. Цифровой измерительный орган для функционирования в условиях глубокого насыщения трансформатора тока / Ю. В. Румянцев [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2018. Т. 61, № 6. С. 483–493. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2018-61-6-483-493>.
11. 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>.

Поступила 07.04.2020 Подписана в печать 09.06.2020 Опубликовано онлайн 30.07.2020

REFERENCES

1. Shneerson E. M. (2007) *Digital Relay Protection*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 549 (in Russian).
2. Romaniuk F. A., Rumjansev V. Yu., Romaniuk K. F. (2012) Principles of Fulfillment of Flexible Formers of Orthogonal Input Value Components in Micro-Processing Protection of Power Plants. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of the CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, (6), 5–10 (in Russian). <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2012-06-76-82>.
3. 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 the 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>.
4. Romaniuk F. A., Loman M. S., Kachenya V. S. (2019) Methods of Forming Orthogonal Components of Input Signals for Relay Protection. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of the CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 62 (1), 5–14 (in Russian). <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-1-5-14>.
5. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Novash I. A., 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 the 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>.
6. Schweitzer E. O., Hou D. (1993) Filtering for Protective Relays. *WESCA-NEX 93. Communications, Computers and Power in the Modern Environment. Conference Proceedings. IEEE*, 15–23. <https://doi.org/10.1109/wescan.1993.270548>.
7. *SimPowerSystems. User's Guide. The MathWorks, Inc.* 2011.
8. Chernykh I. V. (2008) Modeling of Electrical Devices in MatLab, SimPowerSystems and Simulink. Moscow, DMK Press; St.-Petersburg, Piter. 288 (in Russian).
9. Romaniuk F. A., Kachenya V. S., Kierczynski K. (2018) Digital Filters of Seperate the First and Second Harmonics of Signals in Microprocessor-Bases Protection of Electrical Installations Equipped with Transformers. *Przegląd Electrotechniczny*, 1 (7), 48–51. <https://doi.org/10.15199/48.2018.07.11>.
10. Rumiantsev Yu. V., Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V. (2018) Digital Current Measurement Element for Operation During Current Transformer Severe Saturation. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of the CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 61 (6), 483–493 (in Russian). <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2018-61-6-483-493>.
11. 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. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of the CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 63 (1), 42–54 (in Russian). <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-1-42-54>.