

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2021-64-2-95-108>

УДК 621.316.925

## Совершенствование алгоритма формирования ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах

Ф. А. Романюк<sup>1)</sup>, Ю. В. Румянцев<sup>1)</sup>, В. Ю. Румянцев<sup>1)</sup>, И. В. Новаш<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup>Белорусский национальный технический университет (Минск, Республика Беларусь)

© Белорусский национальный технический университет, 2021  
Belarusian National Technical University, 2021

**Реферат.** Использование ортогональных составляющих (ОС) лежит в основе построения измерительных органов современных устройств защиты и автоматики. В большинстве микропроцессорных защит выделение ОС входного сигнала осуществляется с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Недостатками ДПФ являются его невысокое быстродействие, превышающее один период основной частоты, а также чувствительность к свободной апериодической составляющей, создающей, в зависимости от постоянной времени ее затухания, существенные погрешности преобразования. Для построения быстродействующих измерительных органов такое время установления истинного выходного сигнала часто является неприемлемым. В статье предлагается формировать ОС эквивалентного сигнала по значениям косинусной и синусной ОС основной гармоники, сформированных с использованием ДПФ, путем их умножения на результирующий корректирующий коэффициент. Разработанный алгоритм формирования ОС входных сигналов в микропроцессорных защитах отличается высоким быстродействием в переходных режимах и обладает широкими функциональными возможностями. Так, предлагаемое цифровое устройство формирования ОС эквивалентного сигнала по сравнению с цифровым фильтром на основе ДПФ отличается повышенным быстродействием функционирования как в режиме возникновения короткого замыкания, так и при спаде контролируемого сигнала, сохраняя такие же, как у ДПФ, характеристики в остальных режимах. Разработана структурная схема предлагаемого цифрового устройства формирования ОС эквивалентного сигнала, все блоки которого могут быть реализованы на микроэлектронной и микропроцессорной элементной базе. В соответствии со структурной схемой разработана цифровая модель указанного устройства в системе динамического моделирования MatLab-Simulink. В результате проведенных расчетов установлено существенное (до двух раз) повышение быстродействия предлагаемого цифрового устройства формирования ОС в переходных режимах по сравнению с формирователями, основанными на ДПФ.

**Ключевые слова:** ортогональные составляющие, цифровое устройство формирования ортогональных составляющих, микропроцессорная защита, цифровые фильтры, дискретное преобразование Фурье, интегральное преобразование Фурье, модель, тестовое воздействие, вычислительный эксперимент, MatLab-Simulink

**Для цитирования:** Совершенствование алгоритма формирования ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах / Ф. А. Романюк [и др.] // *Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ*. 2021. Т. 64, № 2. С. 95–108. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2021-64-2-95-108>

---

### 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

---

## Improvement of Algorithm for Formation of Orthogonal Components of Input Quantities in Microprocessor Protection

F. A. Romaniuk<sup>1)</sup>, Yu. V. Rumiantsev<sup>1)</sup>, V. Yu. Rumiantsev<sup>1)</sup>, I. V. Novash<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup>Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

**Abstract.** The use of orthogonal components (OC) underlies the construction of measuring elements of modern protection and automation devices. In most microprocessor-based protections, the orthogonal component of the input signal is extracted using a discrete Fourier transform (DFT). The DFT disadvantages are its low speed, which is more than one period of the fundamental frequency, as well as the sensitivity to the free aperiodic component, which creates significant conversion errors depending on the time constant of its decay. Such a settling time of the true output signal is often unacceptable for the design of high-speed measuring devices. The paper proposes to form the OC of the equivalent signal according to the values of the cosine and sine OC of the fundamental harmonic, formed using the DFT by multiplying them by the resulting correction factor. The developed algorithm for the formation of orthogonal components of input signals in microprocessor protections is characterized by high speed in transient modes and it has wide functionality. So, the proposed digital device for forming the orthogonal components of an equivalent signal, in comparison with digital filter based on the DFT, has an increased operating speed both in the mode of occurrence of a short circuit and during the decay of the monitored signal, while maintaining the same characteristics as in the DFT in other modes. A block diagram of the proposed digital device for forming the OC of an equivalent signal has been developed, all blocks of which can be implemented on a microelectronic and microprocessor element base. A digital model of the specified device has been developed in the dynamic modeling system MatLab-Simulink in accordance with the structural diagram. As a result of the calculations, a significant (up to two times) increase in the performance of the proposed digital device for forming the OC in transient modes has been established in comparison with the shapers based on the DFT.

**Keywords:** orthogonal components, digital device for forming the orthogonal components, microprocessor protection, digital filters, discrete Fourier transform, integral Fourier transform, model, test impact, computational experiment, MatLab-Simulink

**For citation:** Romaniuk F. A., Rumiantsev Yu. V., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V. (2021) Improvement of Algorithm for Formation of Orthogonal Components of Input Quantities in Microprocessor Protection. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 64 (2), 95–108. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2021-64-2-95-108> (in Russian)

### Введение

Характерными состояниями контролируемого микропроцессорной защитой сигнала являются его практически неизменное значение в нормальном режиме и установившемся режиме короткого замыкания (КЗ), возрастание при возникновении КЗ и спад после отключения КЗ. Принимая за основу выделения ОС основной гармоники входного сигнала ДПФ, можно отметить, что показатели существующих формирователей ОС могут быть существенно улучшены во всех перечисленных режимах.

С целью повышения быстродействия предлагается формировать прогнозные ОС, называя их ортогональными составляющими эквивалентного сигнала, по значениям косинусной и синусной ОС основной гармоники, полученных с использованием ДПФ, путем их умножения на результирующий корректирующий коэффициент, который является функцией значений амплитуд входного сигнала и его основной гармоники, а также характера изменения сигнала во времени.

### Основная часть

Использование ОС является основным направлением определения информационных параметров в микропроцессорной релейной защите и автоматике электроэнергетических систем [1].

В существующих микропроцессорных защитах для формирования ОС входных сигналов главным образом используются цифровые фильтры (ЦФ) на основе ДПФ [2]. К недостаткам указанных ЦФ относятся их невысокое быстродействие, а также условие использования в качестве входных сигналов периодических функций для получения приемлемой точности. Однако при КЗ токи и напряжения зачастую изменяются не по синусоидальному закону, что вносит дополнительные погрешности в определение контролируемого защитой информационного параметра сигнала.

Основное влияние на быстродействие формирования ОС входных сигналов в микропроцессорных защитах оказывают два фактора. Первый из них обусловлен инерционностью цифровых частотных фильтров, второй – насыщением стали магнитопроводов трансформаторов тока. Указанные факторы могут приводить к тому, что время формирования достоверных значений ОС недопустимо затягивается.

Для решения данной проблемы предлагается формировать прогнозные ОС, называя их ортогональными составляющими эквивалентного сигнала. Указанные ОС являются функцией текущего значения корректирующего коэффициента и ОС основной частоты, выделяемых с помощью ЦФ Фурье, которые будем называть базовыми.

Формирование косинусной  $x_{cn}$  и синусной  $x_{sn}$  ОС ЦФ на основе ДПФ осуществляется согласно выражениям:

$$\begin{aligned} x_{cn} &= \sum_{n=1}^N a_{cn} x_n; \\ x_{sn} &= \sum_{n=1}^N a_{sn} x_n, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $N$  – число выборок на периоде промышленной частоты;  $n = 1 \dots N$  – номер выборки входного сигнала в окне наблюдения;  $x_n$  – выборка входного сигнала;  $a_{cn}$ ,  $a_{sn}$  – коэффициенты косинусного и синусного ЦФ, вычисляемые как:

$$\begin{aligned} a_{cn} &= \frac{2}{N} \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right); \\ a_{sn} &= \frac{2}{N} \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right). \end{aligned} \quad (2)$$

Значение амплитуды основной гармоники для произвольной выборки  $n$  вычисляется как

$$X_{mn} = \sqrt{x_{cn}^2 + x_{sn}^2}. \quad (3)$$

Формирование косинусной  $x_{eqcn}$  и синусной  $x_{eqsn}$  ОС эквивалентного сигнала для выборки  $n$  осуществляется путем умножения  $x_{cn}$ ,  $x_{sn}$  на результирующий корректирующий коэффициент  $k_{rn}$  [3]:

$$\begin{aligned}x_{eqcn} &= k_{rn} x_{cn}; \\x_{eqsn} &= k_{rn} x_{sn}.\end{aligned}\quad (4)$$

Численное значение результирующего корректирующего коэффициента  $k_{rn}$  является функцией базового корректирующего коэффициента  $k_{kn}$ , который непосредственно рассчитывается по амплитудам сигналов базового и дополнительного ЦФ с учетом характера изменения сигнала.

В основе получения выражения для текущего значения базового корректирующего коэффициента  $k_{kn}$ , обеспечивающего компенсацию влияния на быстродействие формирования ОС причин первого фактора, лежат следующие соображения.

В нормальном режиме при синусоидальном сигнале  $x$  на входе ЦФ на его выходе присутствует синусоидальный сигнал основной частоты  $x_1$  с такой же амплитудой. При внезапном изменении сигнала  $x$  сигнал на выходе фильтра  $x_1$  достигает установившегося значения с некоторым запаздыванием, обусловленным инерционностью ЦФ.

В сигнале переходного режима, даже синусоидальном по форме (рис. 1, кривая 3), помимо составляющей основной гармоники (кривая 1) содержится постоянная составляющая и высшие гармоники (кривые 2), амплитуды которых вначале возрастают, а затем снижаются до нулевых значений при наступлении установившегося режима. При этом амплитуда основной гармоники сигнала на выходе ЦФ  $x_1$  постепенно возрастает и достигает амплитуды входного сигнала  $x$  после завершения переходного процесса.

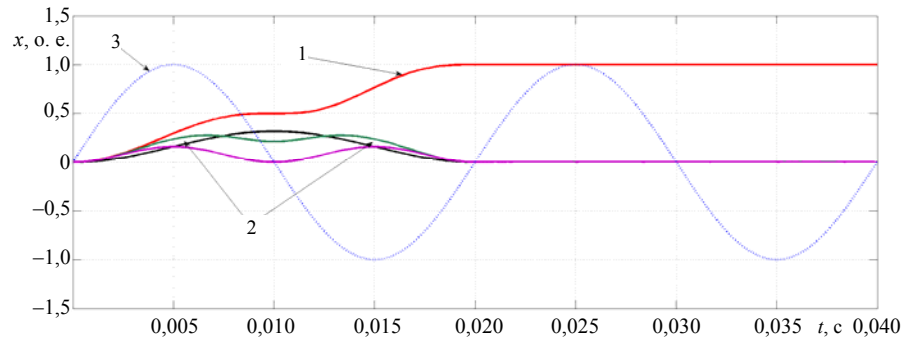


Рис. 1. Переходный режим при синусоидальном сигнале

Fig. 1. Transient mode with a sinusoidal signal

Поскольку описанный выше процесс сопровождается изменением состава гармоник в сигнале, его можно зафиксировать по возникновению нелинейных искажений с помощью соответствующего коэффициента

$$THDf_n = \sqrt{\frac{X_{mnd}^2}{X_{mn}^2} - 1}, \quad (5)$$

где  $X_{mn}$  — амплитудные значения сигнала основной гармоники на выходе базового ЦФ;  $X_{mnd}$  — амплитуда входного сигнала, которая определяется

дополнительным ЦФ, формирующим амплитудные значения сигнала, в соответствии с выражением

$$X_{mnd} = \sqrt{\frac{2}{N} \sum_{n=1}^N x_n^2}. \quad (6)$$

Степень запаздывания сигнала на выходе ЦФ можно оценить с помощью коэффициента запаздывания, являющегося функцией  $THDf_n$ :

$$K_{Zn} = THDf_n^2 = \frac{X_{mnd}^2}{X_{mn}^2} - 1. \quad (7)$$

В установившемся режиме (при  $X_{mn} = X_{mnd}$ )  $K_{Zn} = 0$ . При возникновении переходного режима текущие значения  $K_{Zn}$  изменяются от 0 до соответствующих величин и возвращаются к нулевым значениям после завершения переходного процесса.

Для компенсации инерционности ЦФ текущие значения корректирующего коэффициента  $k_{kn}$  в переходном режиме должны соответствовать изменению  $K_{Zn}$ , а в установившемся режиме – быть равными 1. Принимая во внимание изложенное выше, получим выражение для текущих значений корректирующего коэффициента

$$k_{kn} = K_{Zn} + 1 = \frac{X_{mnd}^2}{X_{mn}^2}. \quad (8)$$

Предлагаемое цифровое устройство формирования ортогональных составляющих (ЦУФОС) входных сигналов релейной защиты отличается высоким быстродействием в переходных режимах, обладает широкими функциональными возможностями, позволяющими реализовать практически все применяемые в релейной защите измерительные органы. Необходимое условие реализуемости ЦУФОС на основе предложенной методики формирования ОС с положительным эффектом состоит в том, чтобы переходная характеристика входного сигнала не пересекалась с аналогичной характеристикой основной гармоники указанного сигнала.

В переходных режимах текущие значения  $k_{kn}$  могут возрастать из-за влияния случайных факторов. Вследствие этого на переходной характеристике эквивалентного сигнала будут появляться выбросы. Для их исключения и получения гладкой переходной характеристики необходимо ограничить текущие значения корректирующего коэффициента максимальным уровнем  $k_{kmax}$ .

Для определения значения  $k_{kmax}$  целесообразно перейти к аналоговому представлению сигнала. Для этих целей необходимо существенно увеличить дискретизацию сигнала, например от используемых 24 выборок на период основной гармоники перейти к 128 выборкам. В этом случае сигнал, оставаясь по форме дискретным, приближается к аналоговому, что

позволяет воспользоваться более удобным для анализа интегральным преобразованием Фурье.

Характер переходного процесса зависит от момента появления гармонического сигнала, т. е. от его фазы. Наиболее характерен переходный процесс при входных воздействиях с фазой  $\varphi = 0$  или  $\varphi = \pi/2$ , поэтому в качестве входных гармонических воздействий целесообразно использовать сигналы вида  $x(t) = \sin \omega t$  или  $x(t) = \cos \omega t$  [4]. Как показывают проведенные исследования, наибольшее значение  $k_{kmax}$  получается при косинусоидальном входном сигнале  $x(t) = \cos \omega t$ .

При использовании интегрального преобразования Фурье амплитуда сигнала  $X_m$  определяется по амплитудным синусной  $X_{ms}$  и косинусной  $X_{mc}$  ОС по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} X_{mc} &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos \omega t dt; \\ X_{ms} &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin \omega t dt; \\ X_m &= \sqrt{X_{mc}^2 + X_{ms}^2}, \end{aligned} \quad (9)$$

где  $T$  – период основной частоты.

Значение базового корректирующего коэффициента  $k_k$  определяется как отношение квадрата входного сигнала

$$X_{md}^2 = \frac{2}{T} \int_0^T x(t)^2 dt \quad (10)$$

к квадрату сигнала основной гармоники согласно выражению

$$k_k = \frac{X_{md}^2}{X_{ms}^2 + X_{mc}^2}. \quad (11)$$

Тогда применительно к сигналу вида  $x(t) = \cos \omega t$  величины, входящие в выражение (11), определяются как [5]:

$$\begin{aligned} X_{md}^2 &= \frac{2}{T} \int_0^T \cos^2 \omega t dt = \frac{2\omega t + \sin 2\omega t}{2\omega T}; \\ X_{mc}^2 &= \left[ \frac{2}{T} \int_0^T \cos^2 \omega t dt \right]^2 = \frac{(2\omega t + \sin 2\omega t)^2}{(2T\omega)^2}; \\ X_{ms}^2 &= \left[ \frac{2}{T} \int_0^T \cos \omega t \sin \omega t dt \right]^2 = \frac{\sin^4 \omega t}{(T\omega)^2}. \end{aligned} \quad (12)$$

Окончательно значение базового корректирующего коэффициента

$$k_k(t) = \frac{2\omega T(2\omega t + \sin 2\omega t)}{4\sin^4 \omega t + (2\omega t + \sin 2\omega t)^2}. \quad (13)$$

Аналитическое определение максимума функции  $k_k(t)$  по выражению (13) является непростой задачей. Поэтому в диапазоне времени  $0,005 \leq t \leq 0,02$  с, когда происходит интенсивное нарастание сигнала, построен график изменения  $k_k(t)$  (рис. 2), показывающий, что в указанном диапазоне значения  $k_{k\max} = 3,2$  (кривая 1).

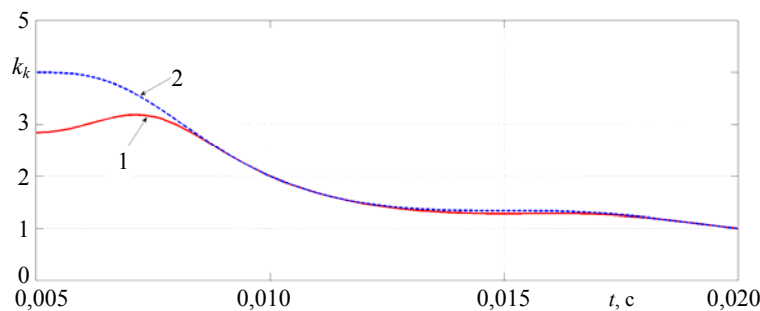


Рис. 2. Изменение базового корректирующего коэффициента

Fig. 2. Changing the basic correction factor

Для приближенного аналитического определения максимума базового коэффициента  $k_{k\max}$  можно пренебречь первым членом в знаменателе выражения (13), что несущественно повлияет на результат, но значительно упростит выражение:

$$k_k(t) = \frac{2\omega T}{2\omega t + \sin 2\omega t} = \frac{4\pi}{2\omega t + \sin 2\omega t}. \quad (14)$$

При исследовании на экстремум функции (14) определено ее максимальное значение  $k_{k\max} = 4$  и построена соответствующая зависимость (рис. 2, кривая 2).

Таким образом, значение  $k_{k\max} = 4$  можно рекомендовать в качестве максимального значения базового корректирующего коэффициента. Все остальные выбросы  $k_{k\max} > 4$  могут возникать в первые моменты коммутации, когда в ЦФ происходит замещение данных доаварийных выборок аварийными. При аналоговом представлении базового коэффициента большие значения коэффициента  $k_k$  получаются при нулевых или близких к ним величинах сигнала основной гармоники, т. е. когда знаменатель выражения (11) стремится к нулю.

Анализ выражения (14) показывает, что в диапазоне времени  $0,0 \leq t \leq 0,02$  с значения базового коэффициента  $k_k$  не могут превышать 1. Это означает, что переходные характеристики входного сигнала и основной гармоники не пересекаются, т. е. выполняется необходимое условие реализуемости предлагаемого ЦУФОС.

Для определения характера изменения входного сигнала  $x(t)$  формируется признак  $n$ , которому соответствуют три характерных участка кривой,

представленной на рис. 3: 1 – сигнал возрастает; 2 – сигнал не изменяется; 3 – сигнал снижается. Так, участку 1 присваивается признак  $n = 1$ , участку 2 – признак  $n = 0$ , участку 3 – признак  $n = -1$ . Определение признака  $n$  происходит в два этапа.

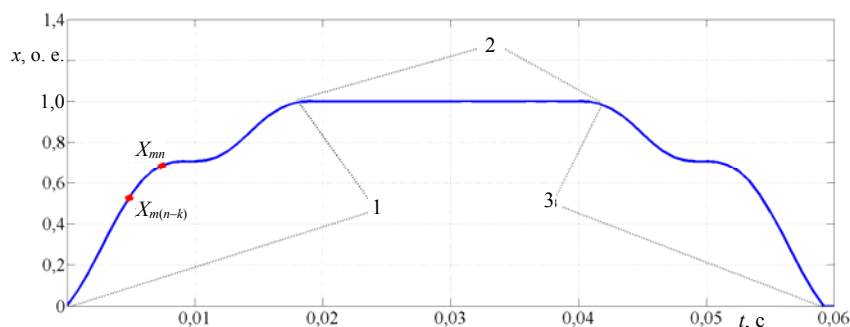


Рис. 3. Переходная характеристика цифрового фильтра

Fig. 3. Digital filter transient response

На первом этапе объединяются участки 1, 2 и им присваивается промежуточный признак  $n_1 = 1$ , участку 3 – промежуточный признак  $n_1 = -1$ . Далее фиксируются два смежных амплитудных значения основной гармоники входного сигнала  $X_{mn}$  и  $X_{m(n-k)}$ , по которым вычисляется параметр  $P_1$

$$P_1 = \frac{X_{mn}}{X_{m(n-k)}}(1 + \varepsilon), \quad (15)$$

где постоянная  $0 < \varepsilon \leq 0,1$  обеспечивает отстройку от кратковременных провалов амплитудных значений сигнала основной гармоники.

Если выполняется условие  $P_1 \geq 1$ , это соответствует объединенным участкам 1 и 2 (сигнал нарастает либо не изменяется) с присвоением промежуточного признака  $n_1 = 1$ , в противном случае по промежуточному признаку  $n_1 = -1$  идентифицируется участок 3.

На втором этапе объединяются участки 3, 2, для них вырабатывается промежуточный признак  $n_2 = -1$ , участку 1 присваивается  $n_2 = 1$  и вычисляется параметр  $P_2$

$$P_2 = \frac{X_{mn}}{X_{m(n-k)}}(1 - \varepsilon). \quad (16)$$

Объединенные участки 3, 2 определяются по условию  $P_2 \leq 1$  при промежуточном признаке  $n_2 = -1$ , в противном случае  $n_2 = 1$ , что соответствует участку 1.

Результирующий признак определяется по выражению

$$n = \frac{n_1 + n_2}{2}. \quad (17)$$

Все этапы определения характера изменения сигнала по рассмотренной выше методике сведены в табл. 1.



Таблица 1

**Параметры и признаки определения характера изменения входного сигнала**  
**Parameters and signs for determining the nature of changes in the input signal**

Параметр		Признак			Номер участка
$P_1$	$P_2$	$n_1$	$n_2$	$n$	
$P_1 \geq 1$	$P_2 > 1$	1	1	1	1
$P_1 \geq 1$	$P_2 \leq 1$	1	-1	0	2
$P_1 < 1$	$P_2 \leq 1$	-1	-1	-1	3

При известном базовом корректирующем коэффициенте  $k_{kn}$  результирующий корректирующий коэффициент определяется как

$$k_{rn} = 0,5(|n| + n)k_{kn} + 0,5(|n| - n) \frac{1}{k_{kn}} + 1 - |n|. \quad (18)$$

Численное значение  $k_{rn}$  для произвольной выборки  $n$  рассчитывается по величине базового корректирующего коэффициента  $k_{kn}$  для этой же выборки с учетом характера изменения сигнала. В случае нарастания сигнала ( $n = 1$ ) результирующий корректирующий коэффициент принимает значение базового корректирующего коэффициента  $k_{rn} = k_{kn}$ , при его неизменном состоянии ( $n = 0$ ) коэффициент  $k_{rn} = 1$ , т. е. совпадает с характеристиками ЦФ на основе ДПФ, а при спаде сигнала ( $n = -1$ ) приобретает значение, обратное величине базового корректирующего коэффициента  $k_{rn} = \frac{1}{k_{kn}}$ .

На рис. 4 представлена структурная схема ЦУФОС эквивалентного сигнала, в каждом блоке которой выполняется определенное преобразование сигнала или реализуется математическое выражение в соответствии с рассмотренной выше методикой.

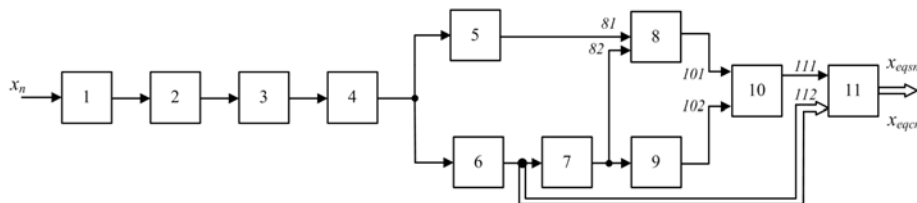


Рис. 4. Структурная схема цифрового устройства формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала в микропроцессорных защитах

Fig. 4. Block diagram of a digital device for the formation of orthogonal components of an equivalent signal in microprocessor protections

Входной сигнал  $x_n$  от измерительного трансформатора тока (на рис. 4 отсутствует) защищаемого объекта поступает на вход блока (1) входного преобразователя, выходной сигнал которого пропорционален  $x_n$ . Блок (2) фильтра нижних частот ограничивает спектр входного сигнала. Аналого-цифровой преобразователь (3) формирует последовательность выборок из поступающего на его вход выходного сигнала фильтра нижних частот с шагом дискретизации  $\Delta t = T/N$ .

Полученные на выходе аналого-цифрового преобразователя (3) выборки на протяжении всего периода наблюдения после включения ЦУФОС поступают в буфер оперативного запоминающего устройства (4), формируя окно наблюдения.

Выборки сигнала, хранящиеся в буфере, поступают на входы: блока (5) определения амплитудного значения входного сигнала, по которым в соответствии с выражением (6) определяется  $X_{mnd}$ , и блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, где в соответствии с выражением (1) вычисляются ОС основной гармоники входного тока  $x_{sn}$ ,  $x_{cn}$ .

На вход блока (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала подаются ОС  $x_{sn}$ ,  $x_{cn}$ , по которым вычисляется амплитудное значение основной гармоники входного сигнала  $X_{mn}$  в соответствии с выражением (3).

На входы 81 и 82 блока (8) определения базового значения корректирующего коэффициента поступают соответственно амплитудные значения входного сигнала  $X_{mnd}$  и его первой гармоники  $X_{mn}$ .

По указанным параметрам согласно выражению (8) вычисляется базовое значение корректирующего коэффициента  $k_{kn}$ .

В блоке (9) определения характера изменения входного сигнала по двум смежным амплитудным значениям входного сигнала, поступающим из блока (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, и постоянной  $\epsilon$  вычисляются по выражениям (15), (16) параметры  $P_1$  и  $P_2$ . В зависимости от знаков последних формируются показатели изменения сигнала  $n$  согласно табл. 1.

На входы 101 и 102 блока (10) определяющего результирующее значение корректирующего коэффициента из блока (8) определения базового значения корректирующего коэффициента и блока (9) определения характера изменения входного сигнала соответственно поступают значения базового корректирующего коэффициента  $k_{kn}$  и признака  $n$ , по которым согласно выражению (18) вычисляется результирующий корректирующий коэффициент  $k_{rn}$ .

Рассчитанный выше результирующий корректирующий коэффициент  $k_{rn}$  подается на вход 111 блока (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала  $x_{eqcn}$ ,  $x_{eqsn}$ , на вход 112 которого с выхода блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала поступают ОС основной гармоники входного сигнала  $x_{cn}$ ,  $x_{sn}$ , каждая из которых умножается на результирующее значение корректирующего коэффициент  $k_{rn}$  согласно выражению (4).

По значениям ОС эквивалентного сигнала  $x_{eqcn}$ ,  $x_{eqsn}$  с использованием выражения, аналогичного (3), вычисляется амплитудное значение эквивалентного сигнала  $X_{meqn}$  (на схеме не показано).

Все блоки и элементы структурной ЦУФОС 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 элементы, обеспечивающие реализацию алгоритма получения ОС [6–8] в соответствии с рассмотренной выше схемой (рис. 4). Моделирование блоков и элементов цифровой структуры выполнено с применением методов и правил, использовавшихся в [9–11].

Укрупненно модель содержит составные блоки, в которых моделируется работа основных элементов ЦУФОС: входного преобразователя, фильтра нижних частот, аналого-цифрового преобразователя, базового и дополнительных фильтров, признаков и коэффициентов, определяющих характер изменения сигнала, базового и результирующего корректирующих коэффициентов, а также вычислительных блоков, на выходах которых формируются ОС эквивалентного сигнала  $x_{eqn}$ ,  $x_{eqsn}$ .

## Результаты исследования

Проверка работоспособности и эффективности предложенного метода формирования ОС входных сигналов в микропроцессорных защитах осуществлялась с использованием тестовых воздействий в форме синусоидальных сигналов с различными амплитудами и фазами.

На рис. 5 представлены результаты функционирования предлагаемого ЦУФОС (кривая 1) в сравнении с ЦФ, реализованным с использованием ДПФ (кривая 2), при их включении на синусоидальное входное воздействие единичной амплитуды с частотой 50 Гц (кривая 3).

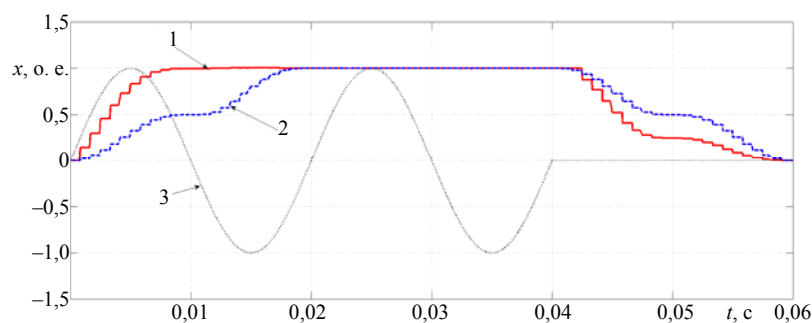


Рис. 5. Результаты функционирования моделей цифровых фильтров

Fig. 5. Results on functioning of digital filter models

Время установления амплитудного значения эквивалентного сигнала  $X_{meqn}$  составляет менее 0,5 периода промышленной частоты, что более чем в два раза быстрее, чем у ЦФ на основе ДПФ. В установившемся режиме оба устройства функционируют идентично. Однако при спаде сигнала предлагаемое ЦУФОС возвращается в исходное состояние быстрее.

Для проверки правильности определения амплитуды эквивалентного сигнала основной гармоники (рис. 6, кривая 1) из незатухающего гармонического воздействия использовался сигнал (кривая 2) вида  $x(t) = \sin \omega t + 2 \sin 2\omega t + 3 \sin 3\omega t$ . Необходимо отметить, что по сравнению с более ранними реализациями ЦУФОС [3, 11] предлагаемое устройство, благодаря

улучшенному алгоритму определения характера изменения входного сигнала, практически за период промышленной частоты выделяет основную гармонику из сильно зашумленного сигнала.

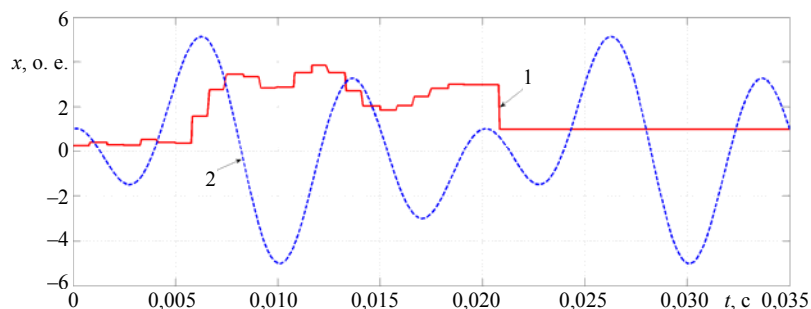


Рис. 6. Выделение основной гармоники цифровым устройством формирования ортогональных составляющих из сложного гармонического сигнала

Fig. 6. Isolation of the fundamental harmonic by a digital device for the formation of orthogonal components from a complex harmonic signal

На рис. 7 приведены результаты расчетов при сложном гармоническом входном воздействии, имитирующем функционирование ЦУФОС и ЦФ на основе ДПФ в различных режимах работы сети: нормальный режим – возникновение КЗ – установившийся режим – отключение КЗ – бестоковая пауза – успешное автоматическое повторное включение.

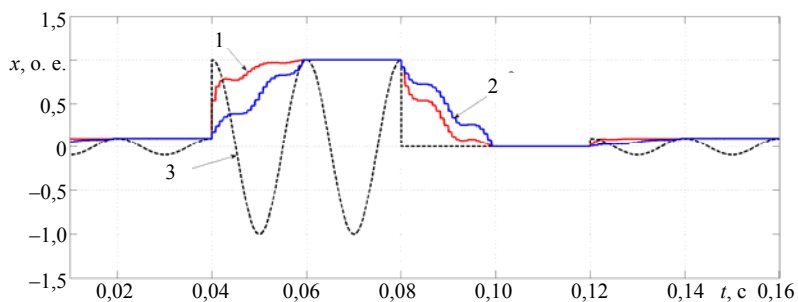


Рис. 7. Функционирование формирователя ортогональных составляющих при сложном гармоническом входном воздействии

Fig. 7. Functioning of the orthogonal component generator under complex harmonic input action

На рис. 8 показано, как изменяются значения базовых корректирующих коэффициентов (ограниченного и неограниченного) для вышеуказанных режимов.

В промежутке времени  $t = 0,00-0,04$  с моделируется доаварийный режим. В момент времени  $t = 0,04$  с происходит трехфазное КЗ – аварийный режим. При этом время нарастания выходных сигналов рассматриваемых моделей в переходном режиме различное: у предлагаемого ЦУФОС выходной сигнал нарастает быстрее (кривая 1) и располагается выше выходного сигнала ЦФ на основе ДПФ (кривая 2). Так продолжается до момента времени  $t = 0,06$  с, когда заканчивается переходный процесс.

В момент времени  $t = 0,08$  с КЗ отключается и сигналы обоих устройств спадают до нуля, при этом скорость спадания у ЦУФОС существенно выше. Далее наступает бестоковая пауза, а затем в момент времени  $t = 0,12$  с происходит успешное автоматическое повторное включение и амплитуды обоих сигналов возвращаются к доаварийному уровню.

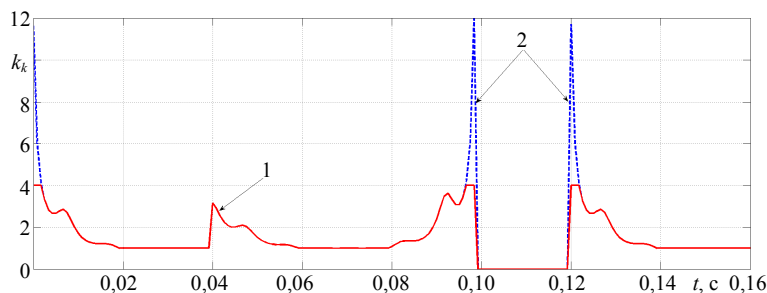


Рис. 8. Изменение во времени значений базовых корректирующих коэффициентов

Fig. 8. Change over time in the values of the basic correction factors

На рис. 8 приведено синхронизированное по времени с рис. 7 изменение значений базовых корректирующих коэффициентов  $k_{kn}$  – ограниченно по уровню (кривая 1) и неограниченного (кривая 2). Как видно из рис. 8, любая коммутация с нулевого уровня или до него сопровождается значительным повышением значения корректирующего коэффициента (кривая 2), что подтверждает необходимость его ограничения. При возникновении непосредственно аварийного режима – трехфазного КЗ, начинающегося с уровня нагрузочного режима в момент времени  $t = 0,04$  с (кривая 1), корректирующий коэффициент ( $k_{kn} = 3,2$ ) не превышает значения, определенного выражением (13).

## ВЫВОДЫ

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

2. Цифровое устройство формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала на основе предложенного метода по сравнению с формирователем, использующим дискретное преобразование Фурье, обладает повышенным быстродействием как в режиме возрастания, так и при спаде контролируемого сигнала.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шнеерсон, Э. М. Цифровая релейная защита / Э. М. Шнеерсон. М.: Энергоатомиздат, 2007. 594 с.
2. Schweitzer III, E. O. Filtering for Protective Relays / E. O. Schweitzer III, D. Hou // WESCANEX 93. Communications, Computers and Power in the Modern Environment. Conference Proceedings. IEEE, 1993. P. 15–23. <https://doi.org/10.1109/wescan.1993.270548>.
3. 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>.

4. Ванин, В. К. Релейная защита на элементах вычислительной техники / В. К. Ванин, Г. М. Павлов. М.: Энергоатомиздат, 1991. 336 с.
5. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. М.: Наука, Главная ред. физ.-мат. лит., 1986. 544 с.
6. SimPowerSystems. User's Guide. Version 5. The MathWorks, 2011.
7. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MatLab, SimowerSystems и Simulink / И. В. Черных. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2011. 288 с.
8. Дэбни, Дж. Simulink 4. Секреты мастерства / Дж. Дэбни, Т. Харман; пер. с англ. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2003. 403 с.
9. Измерительный орган тока для функционирования в условиях глубокого насыщения магнитопровода трансформатора тока: пат. 20808 Респ. Беларусь: МПК (2006.01) Н 02Н 3/08 / Ю. В. Румянцев, Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев, И. В. Новаш. Опубл. 28.02.2017.
10. Цифровой измерительный орган тока 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. 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>.

Поступила 05.01.2021 Подписана в печать 09.03.2021 Опубликовано онлайн 30.03.2021

#### REFERENCES

1. Schneerson E. M. (2007) *Digital Relay Protection*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 594 (in Russian).
2. Schweitzer III E. O., Hou D. (1993) Filtering for Protective Relays. *WESCANEX 93. Communications, Computers and Power in the Modern Environment. Conference Proceedings. IEEE*, 15–23. <https://doi.org/10.1109/wescan.1993.270548>.
3. 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. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-5-403-412> (in Russian).
4. Vanin V. K., Pavlov G. M. (1991) *Relay Protection on the Elements of Computer Technology*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 336 (in Russian).
5. Bronstein I. N., Semendyayev K. A. (1986) *Handbook of Mathematics for Engineers and Students of Technical Universities*. Moscow, Nauka Publ. Main Editorial Office of Physical and Mathematical Literature. 544 (in Russian).
6. *SimPowerSystems. User's Guide. Version 5*. (2011) The MathWorks.
7. Chernykh I. V. (2011) *Modeling of Electrical Devices in MatLab, SimowerSystems and Simulink*. Moscow, DMK Press Publ; Saint-Petersburg, Piter Publ. 288 (in Russian).
8. Dabney J., Harman T. (2003) *Simulink 4. Mastering Secrets*. Moscow, BINOM Publ. 403 (in Russian).
9. Rumiantsev Yu. V., Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Novash I. V. (2017) *Current Measuring Element for Operation under Conditions of Deep Saturation of Magnetic Circuit of Current Transformer*. Patent No 20808 Republic of Belarus (in Russian).
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. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2018-61-6-483-493> (in Russian).
11. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu., Rumiantsev Yu. V., Kachenya V. S. (2020) Orthogonal Components Forming of the Microprocessor-Based 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 (4), 328–339. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2020-63-4-328-339> (in Russian).

Received: 5 January 2021

Accepted: 9 March 2021

Published online: 30 March 2021