

<https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-1-5-14>

УДК 621.316.925

Способы формирования ортогональных составляющих входных сигналов для релейной защиты

Ф. А. Романюк¹⁾, М. С. Ломан¹⁾, В. С. Каченя¹⁾

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

© Белорусский национальный технический университет, 2019
Belarusian National Technical University, 2019

Реферат. Рассмотрены существующие частотные цифровые фильтры для выделения основной частоты синусоидального сигнала, отмечены их преимущества и недостатки. При этом отдано предпочтение комбинированному цифровому фильтру. Проанализированы существующие методы определения ортогональных составляющих синусоидального сигнала, выделены их недостатки. Отмечено, что большинство существующих способов определения ортогональных составляющих чувствительны к отклонению частоты синусоидального сигнала. Это связано с тем, что при отклонении частоты происходит изменение угла одной выборки. Предложен способ решения данной проблемы. Сущность способа заключается в динамическом пересчете угла одной выборки в зависимости от рассчитанной частоты. Представлена математическая модель для исследования способов формирования ортогональных составляющих. Модель включает в себя генератор переходных процессов с учетом апериодической составляющей, комбинированные цифровые фильтры и исследуемые способы формирования ортогональных составляющих. Описан способ формирования переходного процесса с учетом апериодической составляющей. Приведены коэффициенты комбинированных цифровых фильтров для частоты дискретизации 1200 Гц. Представлена одна из реализаций предлагаемого способа формирования ортогональных составляющих на языке программирования MatLab. В качестве исследуемых формирователей ортогональных составляющих выступали один из более популярных методов и предлагаемый способ. Представлены результаты исследований и произведен их анализ.

Ключевые слова: цифровой фильтр, математическая модель, угол одной выборки, основная частота, апериодическая составляющая, шаг дискретизации, коэффициенты цифрового фильтра, гармоника, сигнал, выборка, аварийный режим, амплитудный формирователь, короткое замыкание, преобразование Фурье

Для цитирования: 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>

Methods of Forming Orthogonal Components of Input Signals for Relay Protection

F. A. Romaniuk¹⁾, M. S. Loman¹⁾, V. S. Kachenya¹⁾

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

Abstract. The existing frequency digital filters for allocation of the fundamental frequency of a sine signal are considered and their advantages and disadvantages are noted. Preference is given to the combined digital filter. The existing methods of determining the orthogonal components

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

of a sine signal are analyzed and their disadvantages are pointed out. It is concluded that most of the existing methods for determining orthogonal components are sensitive to the fundamental frequency deviation of the sine signal. This is due to the fact that the deviation of the frequency alters the angle of one sample. The method for solving this problem has been proposed. The essence of the method is the dynamic recalculation of the angle of one sample depending on the calculated frequency. The mathematical model for research of ways of formation of orthogonal components is presented. The model includes transient generator taking into account the aperiodic component, combined digital filter and the methods of formation of orthogonal components under study. The method of transient phenomena formation that takes into account the aperiodic component is described. Coefficients of combined digital filter for sampling frequency of 1200 Hz are given. One of the implementations of the proposed method of formation of orthogonal components in the programming language MatLab is presented. One of the more popular methods and the proposed method acted as the formers of orthogonal components under study. The final part of the article presents the results of the research, as well as their analysis.

Keywords: digital filter, mathematical model, single sample angle, fundamental frequency, aperiodic component, sampling step, digital filter coefficients, harmonic, signal, sample, emergency operation, amplitude shaper, shunt fault, Fourier transform

For citation: Romaniuk F. A., Loman M. S., Kachenya V. S. (2019) Methods of Forming Orthogonal Components of Input Signals for Relay Protection. *Energetika. Proc. CIS Higher Educ. Inst. and Power Eng. Assoc.* 62 (1), 5–14. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2019-62-1-5-14> (in Russian)

Введение

Вследствие отклонения частоты электрического сигнала от номинальной вносится погрешность в определение информационных параметров сигнала и снижение надежности работы микропроцессорного устройства релейной защиты. Это влияние можно снизить уменьшением шага дискретизации и использованием технически совершенных аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Данный подход требует задействования больших вычислительных мощностей и, как следствие, дополнительных финансовых затрат на производство аппаратной части и для разработки программного обеспечения. Использование самоподстраивающихся формирователей ортогональных составляющих (ФОС) позволяет решить перечисленные проблемы на алгоритмическом уровне.

Классический способ формирования ортогональных составляющих (ОС) основывается на применении дискретных преобразований Фурье (ДПФ) [1]. ДПФ производится путем параллельной фильтрации сигнала косинусным и синусным частотными фильтрами, что на выходе дает два сигнала с фазовым сдвигом для основной частоты в 90° , которые по своей сути и являются ортогональными составляющими вектора входного сигнала.

Иные способы определения ОС основаны на выделении первой ОС с помощью цифрового фильтра (ЦФ) и на вычислении другой с учетом первой. Различные варианты реализации, базирующиеся на данном положении, представлены в [2–4].

Недостаток приведенных выше способов заключается в том, что они используют константы, которые выбраны для фиксированного угла одной выборки, а при изменении основной частоты угол одной выборки изменяется и вносится погрешность в определение информационных параметров сигнала.

В данной статье рассматривается способ формирования ОС, который анализирует сигнал, поступающий с частотного ЦФ, и определяет наиболее вероятный угол одной выборки, тем самым подстраиваясь под ситуацию, описанные выше.

Основная часть

Для получения информационных параметров аналоговых сигналов токов и напряжений в цифровых релейных защитах используется предварительная аналоговая фильтрация фильтрами низших частот второго порядка с последующей фильтрацией нерекурсивными цифровыми фильтрами и выделением ОС их выходного сигнала. Уравнение таких ЦФ записывается в виде

$$u_x(n) = \sum_{i=0}^{N-1} y(n-i)A(i), \quad (1)$$

где n – номер текущей выборки; $y(n)$ – n -е значение входного сигнала ЦФ; $u(n)$ – n -е значение выходного сигнала ЦФ; $A(i)$ – значение i -го коэффициента; N – количество коэффициентов ЦФ.

Для фильтрации сигнала применяются ЦФ с синусными или косинусными коэффициентами. Преимущество ЦФ с синусными коэффициентами заключается в лучшем подавлении высших частот, не кратных выделяемой. Недостаток таких фильтров – в высокой чувствительности к низшим частотам и к аperiodической составляющей, что приводит к увеличению времени переходного процесса.

Косинусные ЦФ отличаются практически полным подавлением аperiodической составляющей и лучшим подавлением низших частот, не кратных выделяемой. Недостаток таких фильтров – в более высокой чувствительности к высшим частотам, не кратным выделяемой.

Для устранения недостатков косинусных и синусных ЦФ в [4] предлагается совместное использование этих фильтров. Структурная схема такого фильтра приведена на рис. 1.

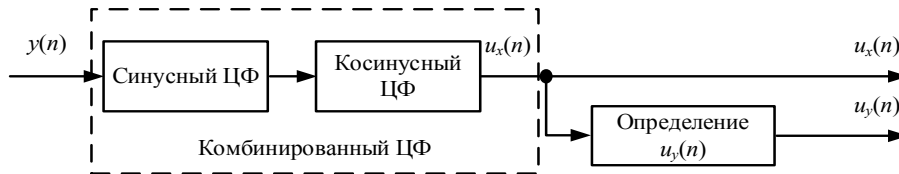


Рис. 1. Структурная схема комбинированного формирователя ортогональных составляющих
Fig. 1. Block diagram of the combined orthogonal components former (OCF)

В комбинированных ЦФ выделение необходимой гармоники входного сигнала $y(n)$ происходит в два этапа. На первом этапе входной сигнал фильтруется синусным фильтром. Это позволяет в достаточно высокой степени подавить высшие частоты и в меньшей – низшие. Затем полученный сигнал проходит фильтрацию косинусным фильтром, где происходят подавление аperiodической составляющей и дополнительное подавление всех низших и высших частот. После этого из полученного сигнала $u_x(n)$ выделяются ортогональные составляющие. Первая ОС принимается равной $u_x(n)$, а вторая вычисляется по двум последним выборкам этого же сигнала

$$u_y(n) = \frac{u_x(n) \cos(\Delta\varphi) - u_x(n-1)}{\sin(\Delta\varphi)}, \quad (2)$$

где $u_x(n)$ – n -е значение известной ОС; $u_y(n)$ – n -е значение вычисляемой ОС; $\Delta\varphi$ – угол одной выборки сигнала основной частоты, $\Delta\varphi = 2\pi f \Delta t$; f – частота сигнала; Δt – шаг дискретизации АЦП.

Амплитуду сигнала можно определить следующим образом:

$$U = \sqrt{u_x(n)^2 + u_y(n)^2}. \quad (3)$$

Поскольку при изменении частоты сигнала происходит изменение угла одной выборки $\Delta\varphi$, вместе с ним меняются значения коэффициентов $\cos(\Delta\varphi)$ и $\sin(\Delta\varphi)$. Вследствие того что значения этих коэффициентов задаются жестко, амплитуда сигнала рассчитывается с погрешностью. Для устранения этой проблемы необходимо динамически рассчитывать косинус и синус углов одной выборки.

Для каждых трех последовательных выборок синусоидального сигнала справедливы следующие выражения:

$$\begin{aligned} u_x(n) &= U \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right); \\ u_x(n-1) &= U \sin\left(\frac{2\pi n}{N} - \Delta\varphi\right); \\ u_x(n-2) &= U \sin\left(\frac{2\pi n}{N} - 2\Delta\varphi\right). \end{aligned}$$

Из приведенных выражений составим следующее соотношение:

$$\frac{u_x(n) + u_x(n-2)}{2u_x(n-1)} = \frac{U \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + U \sin\left(\frac{2\pi n}{N} - 2\Delta\varphi\right)}{2U \sin\left(\frac{2\pi n}{N} - \Delta\varphi\right)}.$$

Проведя все необходимые сокращения и тригонометрические преобразования, получим формулу для определения косинуса угла одной выборки

$$\cos(\Delta\varphi) = \frac{u_x(n) + u_x(n-2)}{2u_x(n-1)}. \quad (4)$$

Зная косинус угла одной выборки, можно определить синус

$$\sin(\Delta\varphi) = \sqrt{1 - \cos(\Delta\varphi)^2}. \quad (5)$$

У способа определения $\cos(\Delta\varphi)$ по (4) есть недочеты. Один из них связан с прохождением синусоидального сигнала через нуль. Исходя из (4) при значении $u_x(n-1) = 0$ величина $\cos(\Delta\varphi)$ будет рассчитана неверно. Запишем условия:

$$|u_x(n-1)| \leq u_{null} \ \& \ u_x(n) > u_{null} \ \& \ u_x(n-2) < u_{null}; \quad (6)$$

$$|u_x(n-1)| \leq u_{null} \ \& \ u_x(n) < u_{null} \ \& \ u_x(n-2) > u_{null}, \quad (7)$$

где u_{null} – пороговое значение выборки, при котором она считается нулевой.

Таким образом, при выполнении условия (6) или (7) можно предположить, что произошел переход сигнала через нуль, и брать значение $\cos(\Delta\varphi)$ из предыдущего шага расчета.

При активном переходном процессе мгновенные выборки могут не соответствовать синусоидальному сигналу и рассчитанные величины $\cos(\Delta\varphi)$ будут невалидными:

$$|u_x(n-1)| \leq u_{null}; \quad (8)$$

$$|u_x(n)| \leq u_{null} \ \& \ |u_x(n-2)| \leq u_{null}. \quad (9)$$

В таких ситуациях при выполнении условия (8) или (9) необходимо принять $\cos(\Delta\varphi)$ равным последнему валидному значению, рассчитанному на основании способов определения частоты [5]. Также значение $\cos(\Delta\varphi)$, рассчитанное по (3), должно лежать в диапазоне, определенном максимальной и минимальной измеряемыми частотами:

$$\cos(1,1\Delta\varphi_{\max}) \leq \cos(\Delta\varphi) \leq \cos(0,9\Delta\varphi_{\min}), \quad (10)$$

где $\Delta\varphi_{\max} = 2\pi f_{\max}\Delta t$; $\Delta\varphi_{\min} = 2\pi f_{\min}\Delta t$ – максимальный и минимальный углы одной выборки; f_{\max}, f_{\min} – верхний и нижний пределы рабочей частоты.

При невыполнении условия (10) значение $\cos(\Delta\varphi)$ должно рассчитываться на основании способов определения частоты.

Описание модели исследования

Все исследования проводились в системе динамического моделирования MatLab Simulink [6]. Структурная схема модели исследования приведена на рис. 2. Она состоит из однофазного генератора переходного процесса (ПП), аналого-цифрового преобразователя (АЦП), комбинированного ЦФ [4], формирователей ортогональных составляющих (ФОС1, ФОС2) и амплитудного формирователя.

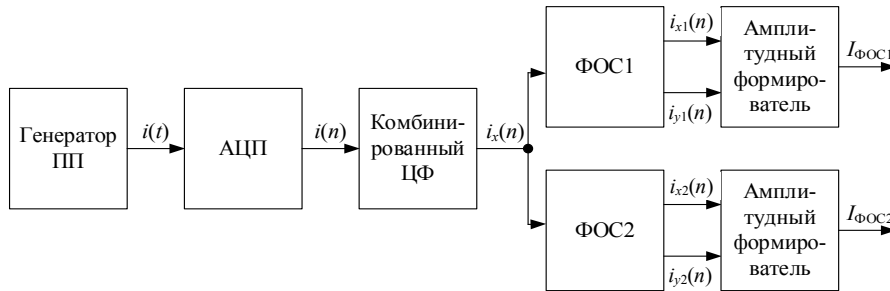


Рис. 2. Структурная схема модели исследования

Fig. 2. Block diagram of the research model

Генератор ПП генерирует мгновенные значения токов для предаварийного и аварийного режимов с учетом аперiodической составляющей в соответствии с [7]. Предаварийный режим моделируется согласно выражению

$$i_{\text{па}}(t) = \sqrt{2} \cdot I_{\text{па}} \sin(\omega t - \varphi_{\text{па}}), \quad (11)$$

где $I_{\text{па}}$ – действующее значение тока предаварийного режима; ω – угловая скорость, $\omega = 2\pi f$; $\varphi_{\text{па}}$ – угол нагрузки в предаварийном режиме.

Аварийный режим генерируется в соответствии с выражением

$$i_a(t) = \sqrt{2} \cdot I_a \sin(\omega t - \varphi_a) + \sqrt{2} \cdot (I_{па} \sin(\omega t_0 - \varphi_{па}) - I_a \sin(\omega t_0 - \varphi_a)) e^{\frac{-(t-t_0)}{T_a}}, \quad (12)$$

где I_a – действующее значение тока аварийного режима; φ_a – угол короткого замыкания (КЗ) аварийного режима; t_0 – момент времени начала переходного режима; T_a – постоянная времени затухания апериодической составляющей.

Для работы генератора тока КЗ необходимо задать: действующее значение предаварийного тока $I_{па}$; угол нагрузки в предаварийном режиме $\varphi_{па}$; действующее значение тока аварийного режима I_a ; угол КЗ аварийного режима φ_a ; частоту сигнала f ; момент времени начала переходного процесса t_0 и значение постоянной времени затухания апериодической составляющей T_a .

Блок АЦП представлен элементом Zero-Order Hold. Частота дискретизации АЦП составляет 1200 Гц.

Комбинированный ЦФ описан в [4]. Этот фильтр представляет собой два последовательно соединенных фильтра и с использованием линейной дискретной свертки [8] может быть приведен к фильтру, соответствующему выражению (1), с количеством коэффициентов $N + M - 1$ (где N , M – количество коэффициентов первого и второго фильтров). Коэффициенты свертки полного синусного фильтра на 24 выборки и половинного косинусного фильтра на 12 выборок представлены в табл. 1.

Таблица 1

Коэффициенты свертки комбинированного фильтра
Convolution coefficients of the combined filter

n	$A(n)$	n	$A(n)$
0	0	18	–0,0830
1	0,0036	19	–0,0810
2	0,0104	20	–0,0720
3	0,0196	21	–0,0590
4	0,0301	22	–0,0420
5	0,0402	23	–0,0220
6	0,0486	24	0
7	0,0500	25	0,0180
8	0,0541	26	0,0313
9	0,0491	27	0,0393
10	0,0382	28	0,0421
11	0,0216	29	0,0402
12	0	30	0,0347
13	–0,0216	31	0,0268
14	–0,0417	32	0,0180
15	–0,0589	33	0,0098
16	–0,0722	34	0,0035
17	–0,0805	–	–

Блок ФОС1 формирует ортогональные составляющие в соответствии с формулой (2), где $\cos(\Delta\varphi)$ – заранее известная величина, рассчитанная для частоты сигнала 50 Гц и частоты дискретизации сигнала 1200 Гц.

Блок ФОС2 формирует ортогональные составляющие в соответствии с (2), где $\cos(\Delta\varphi)$ вычисляется динамически, учитывая (4) и условия (6)–(10). Ниже приведен код функции на языке программирования MatLab [9], реализующий алгоритм для вычисления $\cos(\Delta\varphi)$:

```
function y = fun(u0, u1, u2, cos1) % Функция для расчета
значения косинуса угла одной выборки где u0, u1, u2 – вы-
борки отфильтрованного сигнала с задержкой 0, 1 и 2 периода
дискретизации
T = 1200; % Частота дискретизации АЦП, Гц
dPhiMax = 2*pi*55/T; % Максимальное допустимое значение
угла одной выборки, rad
dPhiMin = 2*pi*45/T; % Минимальное допустимое значение
угла одной выборки, rad
uNull = 0.05; % Пороговое значение выборки при котором
она считается нулевой
N = 24; % Количество выборок на период сигнала с частотой
50 Гц
cosx = (u0 + u2)/(2 * u1);
if(abs(u1) <= uNull && u0 > uNull && u2 < uNull ||
abs(u1) <= uNull && u0 < uNull && u2 > uNull)
    cos0 = cos1;
elseif( (abs(u0) <= uNull && abs(u1) <= uNull) ||
(abs(u2) <= uNull && abs(u0) <= uNull) ||
(abs(u1) <= uNull))
    cos0 = cos(2*pi/N);
elseif (cosx > cos(0.9*dPhiMin) ||
cosx < cos(1.1*dPhiMax))
    cos0 = cos(2*pi/N);
else
    cos0 = cosx;
end
y = cos0;
```

Амплитудный формирователь производит вычисление амплитуды сигнала на основании поданных на его вход ортогональных составляющих. Данный блок реализует вычисления в соответствии с (3) и не отличается для ФОС1 и ФОС2.

Результаты исследований

Фильтры ФОС1 и ФОС2 исследовались для различных частот синусоидального сигнала и для сигналов разных частот, соответствующих переходному режиму, с учетом аperiodической составляющей.

Реакция ФОС1 и ФОС2 на входной синусоидальный сигнал с частотами 55, 50 и 45 Гц представлена соответственно на рис. 3а–с. Из рис. 3 видно, что для частот 55 и 45 Гц ФОС1 определяет амплитуду сигнала с погрешностью [8, 10]

$$E_{\max} = |150 - 3f|. \quad (13)$$

ФОС2, в свою очередь, не имеет данной погрешности, что является преимуществом этого способа.

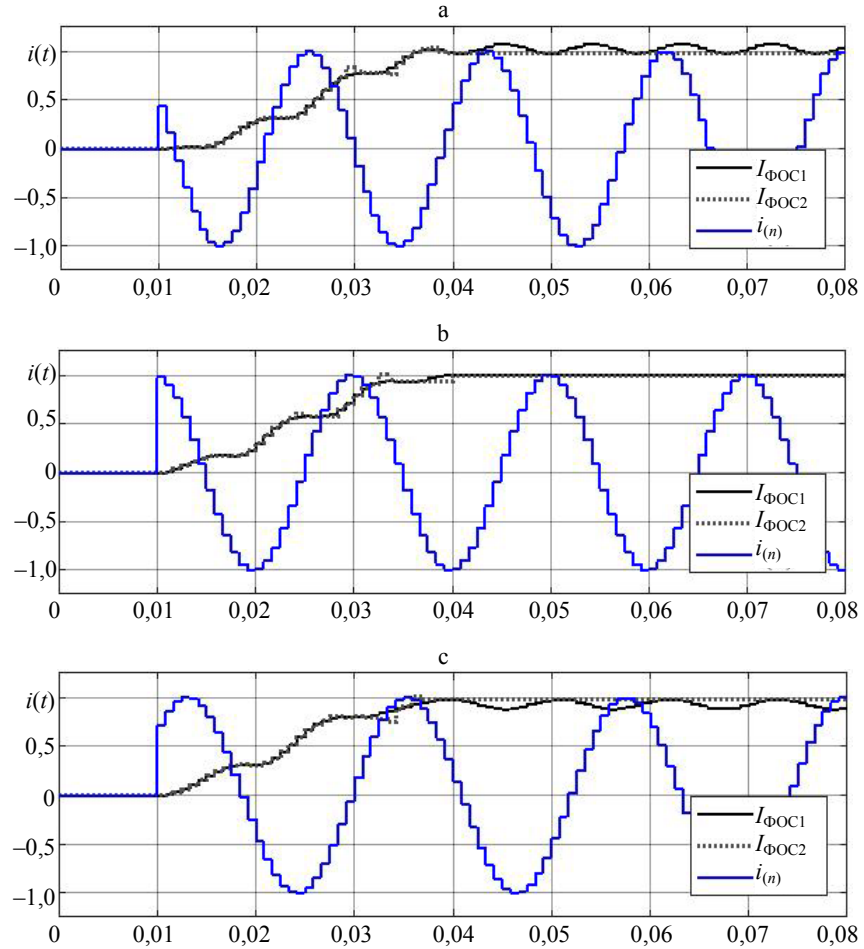


Рис. 3. Реакция ФОС1 и ФОС2 с комбинированными частотными фильтрами на синусоидальный сигнал для частот, Гц: а – 55; б – 50; с – 45; $I_{\text{ФОС1}}$ – амплитуда сигнала, полученного с помощью ФОС1; $I_{\text{ФОС2}}$ – то же, полученного с помощью ФОС2; $i(n)$ – дискретизированный сигнал, поступающий на вход комбинированного фильтра

Fig. 3. Response of OCF1 and OCF2 with combined frequency filters to sine signal for frequencies, Hz: а – 55; б – 50; с – 45; $I_{\text{ФОС1}}$ – amplitude of the signal obtained by OCF1; $I_{\text{ФОС2}}$ – amplitude of the signal obtained by OCF2; $i(n)$ – discrete signal coming to the input of the combined filter

Реакция ФОС1 и ФОС2 на входной синусоидальный сигнал с частотами 55, 50 и 45 Гц и наложенной на него аperiodической составляющей показана соответственно рис. 4а–с.

Из рис. 4 видно, что для частоты 50 Гц переходные характеристики способа с ФОС2 не уступают ФОС1, притом что для частот 55 и 45 Гц характеристики ФОС2 значительно лучше ФОС1.

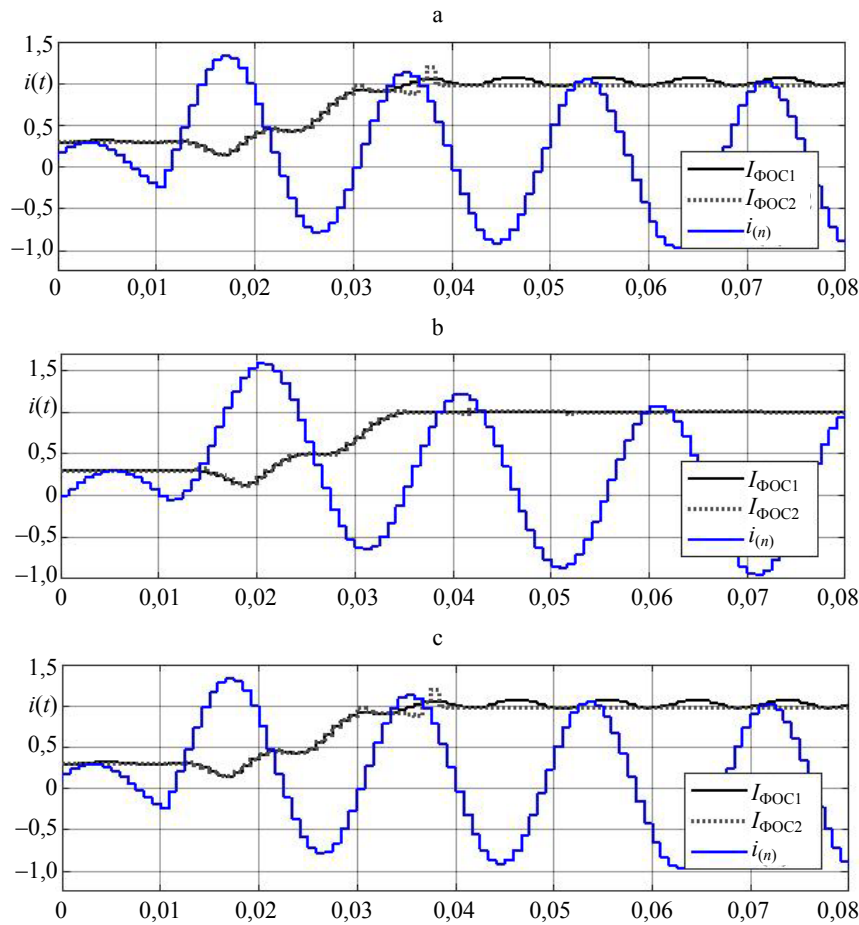


Рис. 4. Реакция ФОС1 и ФОС2 с комбинированными частотными фильтрами на сигнал, соответствующий току короткого замыкания с аperiodической составляющей для частот, Гц: а – 55; б – 50; в – 45; $I_{\text{ФОС1}}$, $I_{\text{ФОС2}}$, $i(n)$ – то же, что на рис. 3

Fig. 4. Response of OCF1 and OCF2 with combined frequency filters to the signal of the short circuit current from the aperiodic component for frequencies, Hz: а – 55; б – 50; в – 45; $I_{\text{ФОС1}}$, $I_{\text{ФОС2}}$, $i(n)$ – same as in fig. 3

ВЫВОДЫ

1. Большинство из существующих формирователей ортогональных составляющих приобретают погрешность при отклонении основной частоты от номинальной. Эта погрешность вызвана изменением электрического угла одной выборки.
2. Самоподстраивающийся формирователь ортогональных составляющих решает проблему точного определения информационных параметров синусоидального сигнала при отклонении основной частоты от номинальной.
3. Описанный способ определения косинуса угла одной выборки может быть адаптирован к другим типам формирователей ортогональных составляющих.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шнеерсон, Э. М. Цифровая релейная защита / Э. М. Шнеерсон. М.: Энергоатомиздат, 2007. 549 с.
2. Романюк, Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок / Ф. А. Романюк. Минск: Технопринт, 2001. 133 с.
3. Романюк, Ф. А. Аналого-цифровая частотная фильтрация входных сигналов релейной защиты / Ф. А. Романюк, В. Ю. Румянцев // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 1994. № 3–4. С. 7–12.
4. Romanyuk, F. A. Digital Filters to Separate the First and Second Harmonics of Signals in Microprocessor-Bases Protection of Electrical Installations Equipped with Transformers / F. A. Romanyuk, V. S. Kachenya, K. Kierczynski // Przegląd Elektrotechniczny. 2018. Vol. 1, No 7. P. 48–51. <https://doi.org/10.15199/48.2018.07.11>.
5. Романюк, Ф. А. Формирование ортогональных составляющих контролируемых величин в микропроцессорной защите понижающего трансформатора / Ф. А. Романюк, М. С. Ломан // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2012. № 4. С. 5–9.
6. Романюк, Ф. А. Информационное обеспечение вычислительного эксперимента в релейной защите и автоматике энергосистем / Ф. А. Романюк, В. И. Новаш. Минск: ВУЗ-ЮНИТИ, 1998. 174 с.
7. 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. DOI: 10.21122/1029-7448-2016-59-5-397-417.
8. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MatLab, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. 288 с.
9. Дьяконов, В. П. MatLab и Simulink для радиоинженеров / В. П. Дьяконов. М.: ДМК Пресс, 2011. 975 с.
10. Horowitz, S. H. Power System Relaying. Fourth Edition / S. H. Horowitz, A. G. Phadke, J. K. Niemira. Wiley, 2014. 400 p.

Поступила 04.09.2018 Подписана в печать 30.11.2018 Опубликована онлайн 30.01.2019

REFERENCES

1. Shneerson E. M. (2007) *Digital Relay Protection*. Moscow, Energoatomizdat Publ. 549 (in Russian).
2. Romaniuk F. A. (2001) *Information Support of Microprocessor-Based Protection of Electrical Installations*. Minsk, Tekhnoprint Publ. 133 (in Russian).
3. Romaniuk F. A., Rumiantsev V. Yu. (1994) *Analog-to-Digital Frequency Filtering of the Input Signals of Relay Protection*. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, (3–4), 7–12 (in Russian).
4. Romanyuk F. A., Kachenya V. S., Kierczynski K. (2018) Digital Filters to Separate the First and Second Harmonics of Signals in Microprocessor-Bases Protection of Electrical Installations Equipped with Transformers. *Przegląd Elektrotechniczny*, 1 (7), 48–51. <https://doi.org/10.15199/48.2018.07.11>.
5. Romaniuk F. A., Loman M. S. (2012) Formation of Orthogonal Controlled Value Components in Micro-Processor Protection of Power Reducing Transformer. *Energetika. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii i Energeticheskikh Ob'edinenii SNG = Energetika. Proceedings of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations*, 2012, (4), 5–9 (in Russian).
6. Romanyuk F. A., Novash V. I. (1998) *Information Support of Computing Experiment in Relay Protection and Automation of Power Systems*. Minsk, VUZ-YUNITI Publ. 174 (in Russian).
7. 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). DOI: 10.21122/1029-7448-2016-59-5-397-417.
8. Chernykh I. V. (2011) *Simulation of Electrical Devices in MatLab, SimPowerSystems and Simulink*. Moscow, DMK Press. 288 (in Russian).
9. D'yakonov V. P. (2011) *MatLab and Simulink for Radio Engineers*. Moscow, DMK Press Publ. 975 (in Russian).
10. Horowitz S. H., Phadke A. G., Niemira J. K. (2014) *Power System Relaying. Fourth Edition*. Wiley. 400.

Received: 4 September 2018 Accepted: 30 November 2018 Published online: 30 January 2019