

# ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(12)

РЕСПУБЛИКА БЕЛАРУСЬ



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЦЕНТР  
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ  
СОБСТВЕННОСТИ

(19) ВУ (11) 24711

(13) С1

(45) 2025.10.20

(51) МПК

H 02H 3/08 (2006.01)

G 01R 19/06 (2006.01)

(54)

## ЦИФРОВОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВХОДНОГО СИГНАЛА В МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ЗАЩИТЕ ЭЛЕКТРОУСТАНОВКИ

(21) Номер заявки: а 20240056

(22) 2024.03.20

(71) Заявитель: Белорусский национальный технический университет (ВУ)

(72) Авторы: Румянцев Владимир Юрьевич; Романюк Федор Алексеевич; Румянцев Юрий Владимирович (ВУ)

(73) Патентообладатель: Белорусский национальный технический университет (ВУ)

(56) ВУ 23971 С1, 2023.

ВУ 23411 С1, 2021.

RU 2556864 С1, 2015.

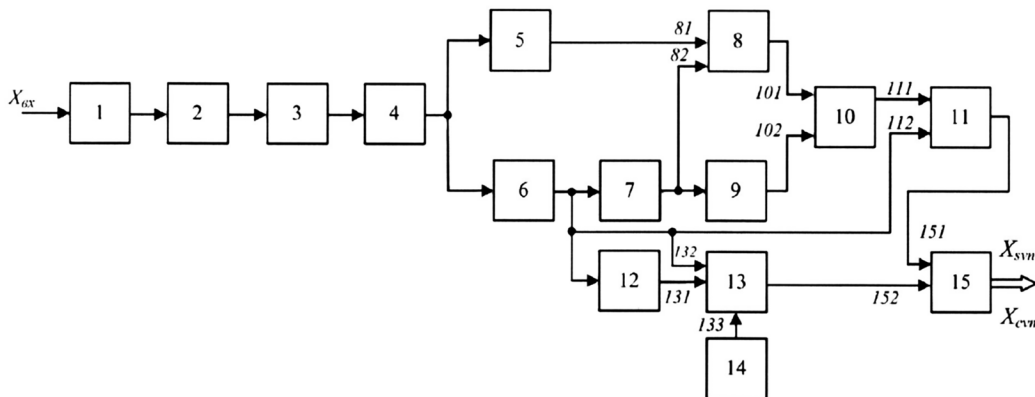
RU 2010241 С1, 1994.

CN 110208593 А, 2019.

РОМАНЮК Ф.А. и др. Формирование ортогональных составляющих входных сигналов в микропроцессорных защитах электроустановок. Электроэнергетика. Минск: БНТУ, 2006. с. 5-11.

(57)

Цифровое устройство для формирования ортогональных составляющих входного сигнала в микропроцессорной защите электроустановки, содержащее последовательно соединенные блок (1) входного преобразователя, выполненный с возможностью подключения входом к измерительному трансформатору защищаемой электроустановки, блок (2) фильтра нижних частот, аналого-цифровой преобразователь (3) и оперативное запоминающее устройство (4), выход которого соединен со входом блока (5) определения



Фиг. 1

ВУ 24711 С1 2025.10.20

амплитудного значения входного сигнала и входом блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала; блок (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, подключенный входом к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, а выходом - к одному из входов блока (8) определения значения базового корректирующего коэффициента, другой вход которого подключен к выходу блока (5) определения амплитудного значения входного сигнала, при этом блок (8) определения значения базового корректирующего коэффициента выполнен с возможностью расчета значения базового корректирующего коэффициента как отношения квадратов амплитудного значения входного сигнала и амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, переданных из блоков (5) определения амплитудного значения входного сигнала и (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала соответственно; блок (9) для определения характера изменения входного сигнала, подключенный входом к выходу блока (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, а выходом - к одному из входов блока (10) определения значения результирующего корректирующего коэффициента, другой вход которого подключен к выходу блока (8) для определения значения базового корректирующего коэффициента, при этом блок (10) определения значения результирующего корректирующего коэффициента выполнен с возможностью расчета значения результирующего корректирующего коэффициента как функции величин, передаваемых на его входы; блок (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала, подключенный одним входом к выходу блока (10) определения результирующего значения корректирующего коэффициента входного сигнала, а другим входом - к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, при этом блок (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала выполнен с возможностью формирования ортогональных составляющих как произведения значения результирующего корректирующего коэффициента и величины соответствующей ортогональной составляющей основной гармоники; блок (12) для определения расчетных значений ортогональных составляющих как функций ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, угловой частоты и шага дискретизации сигнала, подключенный входом к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, а выходом - к одному из входов блока (13) для определения значений результирующих ортогональных составляющих, другие входы которого подключены соответственно к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала и выходу блока (14) задания постоянных коэффициентов, а упомянутый блок (13) для определения значений результирующих ортогональных составляющих выполнен с возможностью расчета значений результирующих ортогональных составляющих как функций величин, передаваемых на его входы; блок (15) формирования значений итоговых ортогональных составляющих, подключенный одним входом к выходу блока (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала, а другим входом - к выходу блока (13) определения значений результирующих ортогональных составляющих, при этом блок (15) формирования значений итоговых ортогональных составляющих выполнен с возможностью реализации функции определения значений итоговых ортогональных составляющих по значениям ортогональных составляющих, сформированных в блоке (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала и блоке (13) для определения значений результирующих ортогональных составляющих, передаваемых на входы упомянутого блока.

---

Изобретение относится к электротехнике и может быть использовано в области релейной защиты для снижения влияния динамических погрешностей на поведение цифровых измерительных органов (ЦИО) микропроцессорных защит электроустановок, которые реализуются на основе обработки ортогональных составляющих (ОС) входных сигналов.

Для формирования ОС в существующих микропроцессорных защитах наиболее широко применяются цифровые фильтры (ЦФ) Фурье. Вследствие их инерционности в переходных режимах формирования ОС, обусловленных коррекцией амплитуды, текущей фазы либо их одновременным изменением, появляется динамическая погрешность, изменяющаяся с течением времени и полностью исчезающая при наступлении установившегося режима. Она состоит из динамических амплитудной и фазовой погрешностей, которые могут существенно влиять на функционирование ЦИО и создавать условия для их излишних срабатываний при внешних коротких замыканиях (КЗ) и замедления срабатывания при внутренних КЗ.

Снижение влияния динамической погрешности на поведение ЦИО микропроцессорных защит может быть достигнуто за счет введения соответствующего запаздывания в срабатывание органа либо посредством компенсации указанной погрешности, что является более предпочтительным, поскольку не вызывает ухудшения его быстродействия.

При использовании для выделения ОС основной гармоники входного сигнала ЦФ Фурье можно отметить, что в таком цифровом устройстве формирования ОС компенсация динамической погрешности не реализуется.

Известно цифровое устройство формирования ортогональных составляющих (ЦУФОС) входного сигнала в микропроцессорной защите [1], содержащее последовательно соединенные входной преобразователь, на вход которого поступает вторичный сигнал измерительного трансформатора защищаемой электроустановки, фильтр нижних частот, аналого-цифровой преобразователь, оперативное запоминающее устройство, выход которого соединен со входом блока определения амплитудного значения входного сигнала и входом блока формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, выход которого соединен со входом блока определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, а выход последнего подключен ко входу блока определения характера изменения входного сигнала; блок определения корректирующего коэффициента, первый вход которого соединен с выходом блока определения амплитудного значения входного сигнала, а второй и третий входы соединены соответственно с выходом блока определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала и выходом блока определения характера изменения входного сигнала; блок формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала, на выходе которого формируются синусная и косинусная ортогональные составляющие эквивалентного сигнала, а его первый и второй входы соединены соответственно с выходом блока определения корректирующего коэффициента и с выходом блока формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала.

В известном ЦУФОС реализуется компенсация динамической амплитудной погрешности  $\Delta X$  в режиме нарастания входного сигнала  $X_{\text{мвх}}$  благодаря быстрому формированию выходного эквивалентного сигнала  $X_{\text{меq}}$ :

$$\Delta X = \frac{X_{\text{мвх}} - X_{\text{меq}}}{X_{\text{мвх}}}. \quad (1)$$

При спаде входного сигнала компенсация указанной погрешности не осуществляется, поскольку процесс формирования  $X_{\text{меq}}$  происходит так же, как и в ЦФ Фурье без ускорения.

Кроме того, в указанных выше режимах не выполняется компенсация динамической фазовой погрешности  $\Delta \varphi$ , представляющей собой разность текущих значений фаз выходного эквивалентного сигнала  $\varphi_{\text{eq}}$  и первой гармоники входного сигнала  $\varphi_{\text{вх}}$ :

$$\Delta \varphi = \varphi_{\text{eq}} - \varphi_{\text{вх}}. \quad (2)$$

Наиболее близким к предлагаемому изобретению по технической сущности и достигаемому результату (прототип) является ЦУФОС входного сигнала в микропроцессорной защите [2], содержащее последовательно соединенные блок входного преобразователя, подключаемого входом к измерительному трансформатору защищаемой электроустановки, блок фильтра нижних частот, аналого-цифровой преобразователь и оперативное запоминающее устройство, выход которого соединен со входом блока определения амплитудного значения входного сигнала и входом блока формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала; блок определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, подключенный входом к выходу блока формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, а выходом к одному из входов блока определения базового значения корректирующего коэффициента, соединенного другим входом с выходом блока определения амплитудного значения входного сигнала и выполненного с возможностью расчета базового значения корректирующего коэффициента для указанного сигнала как суммы единицы и умноженного на постоянный коэффициент отношения двух величин, переданных из блоков определения амплитудного значения входного сигнала и определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала соответственно, уменьшенного на единицу; блок определения характера изменения входного сигнала, соединенный входом с выходом блока определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, а выходом с одним из входов блока определяющего результирующего значения корректирующего коэффициента, соединенного другим входом с выходом блока определения базового значения корректирующего коэффициента и выполненного с возможностью расчета результирующего значения корректирующего коэффициента как функции величин, передаваемых на его входы; соединенный входами с блоками определяющего результирующего значения корректирующего коэффициента и блоком формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала блок формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала, каждая из которых равна произведению результирующего значения корректирующего коэффициента на величину соответствующей ему ортогональной составляющей основной гармоники, сформированной в блоке формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала.

В данном ЦУФОС осуществляется компенсация динамической амплитудной погрешности в режимах как нарастания, так и спада входного сигнала. Однако при этом компенсация динамической фазовой погрешности не производится, что является его основным недостатком.

Задача, решаемая изобретением, состоит в расширении функциональных возможностей ЦУФОС входных сигналов в микропроцессорных защитах, заключающихся в реализации компенсации динамической фазовой погрешности и сохранении такой же, как у прототипа, компенсации динамической амплитудной погрешности.

Поставленная задача решается цифровым устройством для формирования ортогональных составляющих входного сигнала в микропроцессорной защите электроустановки, содержащим последовательно соединенные блок (1) входного преобразователя, выполненный с возможностью подключения входом к измерительному трансформатору защищаемой электроустановки, блок (2) фильтра нижних частот, аналого-цифровой преобразователь (3) и оперативное запоминающее устройство (4), выход которого соединен со входом блока (5) определения амплитудного значения входного сигнала и входом блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала; блок (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, подключенный входом к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, а выходом - к одному из входов блока (8) определения значения базового корректирующего коэффициента, другой вход которого подключен к выходу блока (5) определения амплитудного значения входного сигнала, при этом

блок (8) определения значения базового корректирующего коэффициента выполнен с возможностью расчета значения базового корректирующего коэффициента как отношения квадратов амплитудного значения входного сигнала и амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, переданных из блоков (5) определения амплитудного значения входного сигнала и (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала соответственно; блок (9) для определения характера изменения входного сигнала, подключенный входом к выходу блока (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала, а выходом - к одному из входов блока (10) определения значения результирующего корректирующего коэффициента, другой вход которого подключен к выходу блока (8) для определения значения базового корректирующего коэффициента, при этом блок (10) определения значения результирующего корректирующего коэффициента выполнен с возможностью расчета значения результирующего корректирующего коэффициента как функции величин, передаваемых на его входы; блок (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала, подключенный одним входом к выходу блока (10) определения результирующего значения корректирующего коэффициента входного сигнала, а другим входом - к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, при этом блок (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала выполнен с возможностью формирования ортогональных составляющих как произведения значения результирующего корректирующего коэффициента и величины соответствующей ортогональной составляющей основной гармоники; блок (12) для определения расчетных значений ортогональных составляющих как функций ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, угловой частоты и шага дискретизации сигнала, подключенный входом к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, а выходом - к одному из входов блока (13) для определения значений результирующих ортогональных составляющих, другие входы которого подключены соответственно к выходу блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала и выходу блока (14) задания постоянных коэффициентов, а упомянутый блок (13) для определения значений результирующих ортогональных составляющих выполнен с возможностью расчета значений результирующих ортогональных составляющих как функций величин, передаваемых на его входы; блок (15) формирования значений итоговых ортогональных составляющих, подключенный одним входом к выходу блока (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала, а другим входом - к выходу блока (13) определения значений результирующих ортогональных составляющих, при этом блок (15) формирования значений итоговых ортогональных составляющих выполнен с возможностью реализации функции определения значений итоговых ортогональных составляющих по значениям ортогональных составляющих, сформированных в блоке (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала и блоке (13) для определения значений результирующих ортогональных составляющих, передаваемых на входы упомянутого блока.

На фиг. 1 представлена структурная схема ЦУФОС входного сигнала в микропроцессорной защите, на фиг. 2-4 приведены результаты функционирования моделей ЦИО тока на основе предлагаемого ЦУФОС и прототипа при синусоидальном входном воздействии промышленной частоты, а на фиг. 5, 6 - при воздействии, приближенном к реальному вторичному току трансформатора тока (ТТ) соответственно.

Предлагаемое ЦУФОС входного сигнала в микропроцессорной защите обладает широкими функциональными возможностями, позволяющими осуществлять компенсацию динамических погрешностей в переходных режимах, отличается высоким быстродействием и обеспечивает реализацию практически всех ЦИО.

## ВУ 24711 С1 2025.10.20

В блоке (1) входного преобразователя входной вторичный сигнал  $x_{вх}$ , поступающий от измерительного трансформатора защищаемой электроустановки, преобразуется в пропорциональный сигнал напряжения. Входной преобразователь представляет собой помехоустойчивый промежуточный трансформатор.

Блок (2) фильтра нижних частот представляет собой активный фильтр 2-го порядка на операционном усилителе, обеспечивающий подавление спектральных компонент, частота которых превышает половину частоты дискретизации сигнала  $x_{вх}$ .

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 последующими блоками.

Блок (5) определения амплитудного значения входного сигнала  $X_{mnd}$  реализует выражение:

$$X_{mnd} = \sqrt{\frac{2}{N} \cdot \sum_{n=1}^N x_n^2}, \quad (3)$$

где  $N$  - число выборок входного сигнала  $x_n$  в окне наблюдения;

$n$  - номер выборки входного сигнала в окне наблюдения.

Блок (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала выделяет косинусную  $x_{cn}$  и синусную  $x_{sn}$  ОС с использованием ЦФ Фурье по выражениям:

$$\begin{aligned} x_{cn} &= \sum_{n=1}^N a_{cn} \cdot x_n; \\ x_{sn} &= \sum_{n=1}^N a_{sn} \cdot x_n, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $a_{cn}$ ,  $a_{sn}$  - коэффициенты соответственно косинусного и синусного ЦФ Фурье.

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

$$X_{mn} = \sqrt{x_{cn}^2 + x_{sn}^2}. \quad (5)$$

Блок (8) определения базового значения корректирующего коэффициента реализует выражение:

$$k_{kn} = \frac{X_{mnd}^2}{X_{mn}^2}. \quad (6)$$

Блок (9) определения характера изменения входного сигнала формирует признак  $n$ . Если  $X_m$  возрастает, то  $n = 1$ , когда  $X_m$  не изменяется,  $n = 0$ , а если  $X_m$  снижается, то  $n = -1$ .

Блок (10) определения значения результирующего корректирующего коэффициента реализует выражение:

$$k_m = 0,5 \cdot (|n| + n) \cdot k_{kn} + 0,5 \cdot (|n| - n) \cdot \frac{1}{k_{kn}} + 1 - |n|. \quad (7)$$

Блок (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала  $x_{eqcn}$ ,  $x_{eqsn}$  реализует функцию их вычисления по значениям  $x_{cn}$ ,  $x_{sn}$  и величине результирующего корректирующего коэффициента  $k_m$ :

$$\begin{aligned} x_{eqcn} &= k_m \cdot x_{cn}; \\ x_{eqsn} &= k_m \cdot x_{sn}. \end{aligned} \quad (8)$$

Реализация перечисленных операций обеспечивает в переходных режимах компенсацию динамической амплитудной погрешности, а в ОС  $x_{eqcn}$ ,  $x_{eqsn}$  с течением времени содержание указанной погрешности быстро снижается.

Блок (12) определения расчетных значений ортогональных составляющих реализует функцию их вычисления по выборкам синусной  $x_{sn}$ ,  $x_{s(n-1)}$  и косинусной  $x_{cn}$ ,  $x_{c(n-1)}$  ортогональных составляющих основной гармонике входного сигнала:

$$x_{cnp} = \frac{x_{sn} \cos \frac{2\pi}{N} - x_{s(n-1)}}{\sqrt{1 - \cos^2 \frac{2\pi}{N}}};$$

$$x_{spn} = \frac{x_{c(n-1)} - x_{cn} \cos \frac{2\pi}{N}}{\sqrt{1 - \cos^2 \frac{2\pi}{N}}}.$$
(9)

Блок (13) определения значений результирующих ортогональных составляющих формирует косинусную  $x_{crm}$  и синусную  $x_{srm}$  ОС в соответствии с выражениями:

$$x_{srm} = x_{sn} - l_1(x_{sn} - x_{spn});$$

$$x_{crm} = x_{cn} - l_2(x_{cn} - x_{cnp}),$$
(10)

где  $l_1$ ,  $l_2$  - постоянные коэффициенты.

Блок (14) задания постоянных коэффициентов  $l_1$ ,  $l_2$ , которые устанавливаются в виде двоично-десятичного кода и позволяют изменять степень компенсации динамической фазовой погрешности.

Экспериментально установлено, что по критерию минимизации динамических фазовых погрешностей оптимальные значения  $l_1$ ,  $l_2$  находятся соответственно в диапазонах 0,70-0,75 и 0,75-0,80.

В переходных режимах в ОС  $x_{crm}$  и  $x_{srm}$  содержание динамической фазовой погрешности существенно снижено.

Блок (15) формирования значений итоговых ортогональных составляющих реализует функцию вычисления их косинусных  $x_{cvn}$  и синусных  $x_{svn}$  величин по выборкам  $x_{eqcn}$ ,  $x_{eqsn}$  и  $x_{crm}$ ,  $x_{srm}$  по выражениям:

$$x_{cvn} = \sqrt{\frac{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}{x_{crm}^2 + x_{srm}^2}} \cdot x_{crm};$$

$$x_{svn} = \sqrt{\frac{x_{eqcn}^2 + x_{eqsn}^2}{x_{crm}^2 + x_{srm}^2}} \cdot x_{srm}.$$
(11)

В переходных режимах  $x_{cvn}$ ,  $x_{svn}$  содержат минимальные динамические амплитудные и фазовые погрешности, а в установившихся режимах их значения совпадают со значениями  $x_{cn}$ ,  $x_{sn}$ .

Все блоки и элементы структурной схемы ЦУФОС входного сигнала в микропроцессорной защите могут быть реализованы по известным схемам с использованием средств микроэлектронной и микропроцессорной техники.

Например, ЦИО тока, реализованный на базе предлагаемого ЦУФОС, при сохранении всех принятых выше обозначений, будет работать следующим образом.

Входной ток  $x_{вх}$  от измерительного трансформатора тока (на фиг. 1 отсутствует) защищаемой электроустановки поступает на вход блока (1) входного преобразователя, выходной сигнал которого пропорционален  $x_{вх}$ . 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. Полученные на выходе аналого-цифрового преобразователя (3) выборки на протяжении всего периода наблюдения после включения ЦИО 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 (3) определяется  $X_{mnd}$ , и блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, где в соответствии с выражением (4) вычисляются ортогональные составляющие основной гармоники входного тока  $X_{cn}$ ,  $X_{sn}$ .

На вход блока (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала подаются ортогональные составляющие  $X_{sn}$  и  $X_{cn}$ , по которым вычисляется амплитудное значение основной гармоники входного тока  $X_{mn}$  в соответствии с выражением (5).

На входы 81 и 82 блока (8) определения значения базового корректирующего коэффициента поступают соответственно из блока (5) определения амплитудного значения входного сигнала и блока (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала амплитудные значения входного тока  $X_{mnd}$  и его первой гармоники  $X_{mn}$ . По указанным параметрам согласно выражению (6) вычисляется базовое значение корректирующего коэффициента  $k_{kn}$ .

В блоке (9) определения характера изменения входного сигнала формируется по поступающим из блока (7) определения амплитудного значения основной гармоники входного сигнала выборкам амплитудных значений первой гармоники входного тока  $X_m$  признак  $n$ . Причем если  $X_m$  возрастает или снижается, то признак  $n$  соответственно принимает значение  $n = \pm 1$ , а если  $X_m$  не изменяется, то  $n = 0$ .

На входы 101 и 102 блока (10) определения значения результирующего корректирующего коэффициента из блока (8) определения значения базового 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 (7) вычисляется результирующий корректирующий коэффициент  $k_m$ .

Рассчитанный выше результирующий корректирующий коэффициент  $k_m$  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 ортогональные составляющие основной гармоники входного сигнала  $X_{cn}$ ,  $X_{sn}$ , каждая из которых умножается на результирующее значение корректирующего коэффициента  $k_m$  согласно выражению (8). По значениям ОС эквивалентного сигнала  $X_{eqcn}$ ,  $X_{eqsn}$  с использованием выражения, аналогичного (5), вычисляется амплитудное значение эквивалентного сигнала  $X_{meqn}$  со сниженной, по сравнению с аналогичным параметром, вычисленным по ОС цифровых фильтров Фурье, амплитудной динамической погрешностью. При этом фазовая динамическая погрешность, определенная по значениям ОС как эквивалентного сигнала, так и ОС фильтров Фурье, будет одинаковой. Для ее снижения необходимо дальнейшее преобразование ОС, которое осуществляется в следующих блоках.

В блоке (12) определения расчетных значений ортогональных составляющих по выборкам ОС основной гармоники, поступающих из блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, вычисляются по выражению (9) расчетные значения ОС  $X_{cрп}$ ,  $X_{спп}$ , которые совпадают или сдвинуты по фазе относительно ОС Фурье соответственно в установившемся и переходном режимах.

Расчетные значения ОС  $X_{cрп}$ ,  $X_{спп}$  поступают на вход 131 блока (13) определения значений результирующих ортогональных составляющих, на 132-й вход которого поступают сигналы  $X_{cn}$ ,  $X_{sn}$  из блока (6) формирования ортогональных составляющих основной гармоники входного сигнала, а на 133-й вход - коэффициенты  $l_1$  и  $l_2$  блока (14) задания по-

стоянных коэффициентов, позволяющие изменять степень компенсации динамической фазовой погрешности.

По указанным выше параметрам в соответствии с выражением (10) вычисляются результирующие косинусная  $x_{cm}$  и синусная  $x_{sm}$  ОС входного сигнала с минимальными динамическими фазовыми погрешностями.

Итоговые ОС определяются в блоке (15) формирования значений итоговых ортогональных составляющих. На вход 151 указанного блока поступают эквивалентные ОС  $x_{eqcm}$ ,  $x_{eqsm}$  из блока (11) формирования ортогональных составляющих эквивалентного сигнала, а на вход 152 из блока (13) определения значений результирующих ортогональных составляющих передаются сигналы  $x_{cm}$  и  $x_{sm}$ . По этим значениям согласно выражениям (11) вычисляются итоговые косинусная  $x_{cvm}$  и синусная  $x_{svm}$  ОС входного сигнала, позволяющие частично компенсировать динамические амплитудную и фазовую погрешности, что в конечном итоге снизит возможность как излишних срабатываний, так и замедлений срабатывания при различных КЗ применительно к ЦИО, реализованных на их основе.

Результаты исследований двух ЦИО, первого на основе предлагаемого цифрового устройства формирования ОС и второго (прототипа) на основе использования эквивалентных ОС, были получены методом вычислительного эксперимента с помощью комплексной математической модели, включающей модели энергосистемы, защищаемого объекта, измерительного ТТ, а также моделей вышеназванных ЦИО.

На фиг. 2-4 представлены результаты функционирования моделей ЦИО тока при их включении на синусоидальное входное воздействие с частотой 50 Гц. Вследствие скачкообразного увеличения в 20 раз в момент времени  $t = 0,04$  с амплитуды входного сигнала возникает переходный режим (фиг. 2), который длится в течение периода изменения указанного сигнала до  $t = 0,06$  с. Амплитудные динамические погрешности, вычисленные согласно выражению (1), у обоих ЦИО совпадают друг с другом и не превышают 5 % уровня ко времени  $t = 0,048$  с, т. е. меньше чем за половину периода промышленной частоты (фиг. 3).

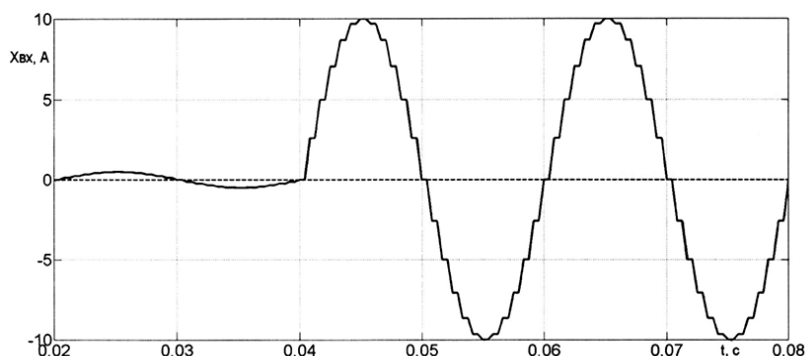
Динамические фазовые погрешности, возникающие в переходном режиме (фиг. 4), для предлагаемого ЦИО (фиг. 4, кривая 16) и прототипа (фиг. 4, кривая 17) имеют примерно одинаковый характер изменения, но существенно различаются по уровню. Для прототипа присущи более высокие динамические фазовые погрешности с превышением максимальными их значениями аналогичных величин, свойственных для предлагаемого ЦИО, в три - четыре раза.

На фиг. 5 и 6 приведены результаты расчетов для тех же ЦИО, но с использованием воздействия, приближенного к реальному вторичному току ТТ, к которому подключены указанные ЦИО. В промежутке времени  $t = 0,00-0,06$  с моделируется доаварийный режим, при котором вторичный ток ТТ синусоидален. В момент времени  $t = 0,06$  с происходит трехфазное КЗ - аварийный режим, при котором форма вторичного тока ТТ за счет насыщения его магнитопровода существенно искажается (фиг. 5). При этом амплитудные динамические погрешности, как и в предыдущем случае, полностью совпадают друг с другом, а фазовые динамические погрешности существенно различаются (фиг. 6): фазовая погрешность предлагаемого ЦИО (фиг. 6, кривая 16) значительно меньше аналогичной погрешности прототипа (фиг. 6, кривая 17). Причем обе фазовые погрешности присутствуют гораздо дольше, чем при синусоидальном воздействии. Их длительность зависит от формы вторичного тока ТТ: когда он становится синусоидальным ( $t = 0,16$  с), обе фазовые динамические погрешности приближаются к нулю.

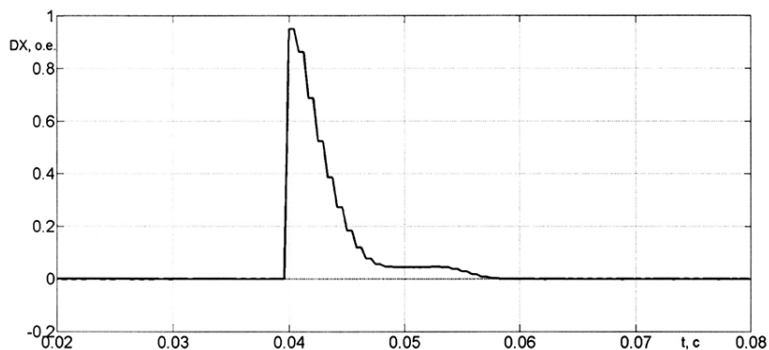
Источники информации:

1. РОМАНЮК Ф.А. и др. Формирование ортогональных составляющих входного сигнала в микропроцессорной защите. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. Энергетика: международный научно-технический и производственный журнал, 2020, т. 63, № 4, с. 328-339.

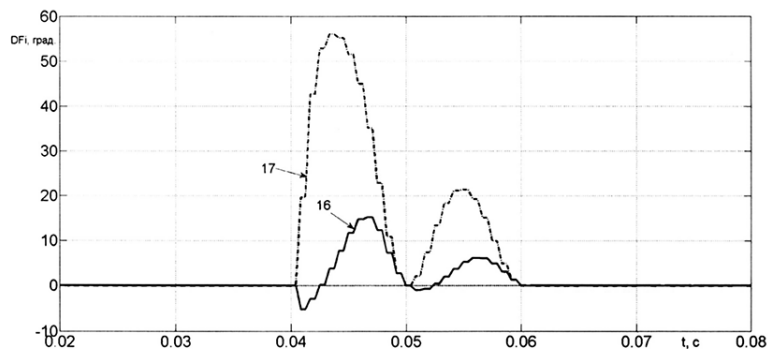
2. РОМАНЮК Ф.А. и др. Совершенствование алгоритма формирования ортогональных составляющих входных величин в микропроцессорных защитах. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. Энергетика: международный научно-технический и производственный журнал, 2021, т. 64, № 2, с. 95-108.



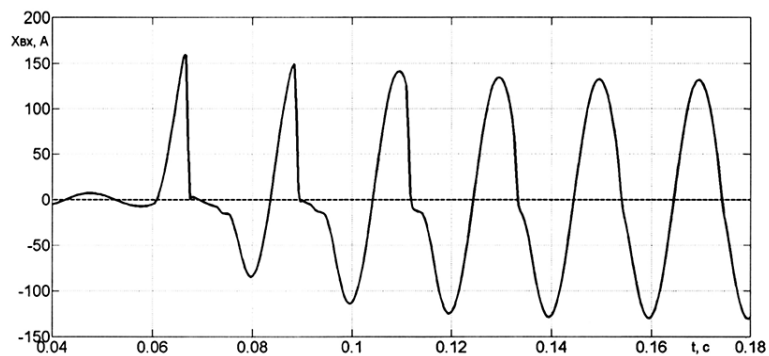
Фиг. 2



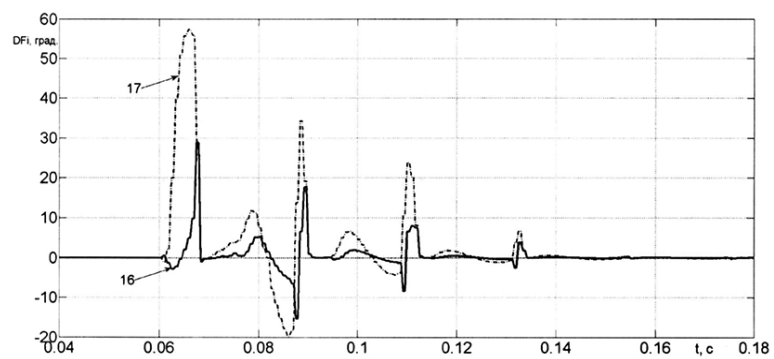
Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5



Фиг. 6