

Энергетика. Автоматика

УДК 681.5

Козлов Александр Николаевич

Амурский государственный университет

г. Благовещенск, Россия

E-mail: kozlov1951@yandex.ru

Козлов Виталий Александрович

АО «Дальневосточная распределительная сетевая компания»,

г. Благовещенск, Россия

E-mail: spr4@drsk.ru

Козлова Татьяна Сергеевна

ПАО «Дальневосточная энергетическая компания»,

г. Благовещенск, Россия

E-mail: omed2@amur.dvec.ru

Kozlov Alexander Nikolaevich

Amur State University

Blagoveschensk, Russia

E-mail: kozlov1951@yandex.ru

Kozlov Vitaly Alexandrovich

Far Eastern Distribution Grid Company JSC,

Blagoveschensk, Russia

E-mail: spr4@drsk.ru

Kozlova Tatyana Sergeevna

Far Eastern Energy Company PJSC,

Blagoveschensk, Russia

E-mail: omed2@amur.dvec.ru

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ТОКА ОБРАТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

SIMULATION OF A NEGATIVE SEQUENCE CURRENT TRANSDUCER

Аннотация. Измерительный преобразователь тока обратной последовательности применяется для измерения асимметрии в трехфазных сетях, при наличии высших гармоник в измеряемых токах. Может быть использован для тех разновидностей релейной защиты элементов электроэнергетических систем, которые реагируют на симметричную составляющую тока обратной последовательности.

Abstract. The negative sequence current measuring transducer is used to measure the asymmetry in three-phase networks, in the presence of higher harmonics in the measured currents. It can be used for those types of relay protection of elements of electric power systems that respond to the symmetrical component of the negative sequence current.

Ключевые слова: измерительный преобразователь, симметричные составляющие тока, обратная последовательность, фильтр нижних частот.

Key words: measuring transducer, symmetrical current components, reverse sequence, low pass filter.

Наиболее полно разновидности измерительных преобразователей тока обратной последовательности представлены в [1]. Эти аналоги характеризуются двумя общими недостатками. Первый и наиболее важный из них – высокие значения массы, габаритных размеров и стоимости трансформаторов тока, это приводит к редкому использованию таких измерительных преобразователей тока обратной последовательности в устройствах релейной защиты. Вторым недостатком заключается в том, что фильтры тока обратной последовательности в качестве выходного сигнала имеют ток, замыкающийся через выходные зажимы этих фильтров. Эти фильтры должны работать в режиме, близком к короткому замыканию, т.е. иметь низкое сопротивление нагрузки. В таком случае в качестве нагрузки обычно применяют токовое реле. Современные решения релейной защиты строятся на основе цифровой техники. Аналоговый сигнал измерительного преобразователя подается на обладающий высоким сопротивлением вход аналого-цифрового преобразователя. Следовательно, для сопряжения с аналого-цифровым преобразователем выходные зажимы фильтров тока обратной последовательности должны подключаться к шунту. А напряжение, снимаемое с этого шунта, подается на вход аналого-цифрового преобразователя. Очевидно, что при использовании шунта коэффициент добротности [1], равный отношению полной мощности на входе аналого-цифрового преобразователя к полной мощности той же последовательности на входе фильтров тока обратной последовательности, крайне мал. Этот вывод свидетельствует о нерациональном использовании конденсаторов и резисторов (или других элементов), из которых составлен фильтр.

От таких недостатков свободен измерительный преобразователь напряжения обратной последовательности [2]. Но его селективность и чувствительность снижаются с увеличением содержания высших гармоник в измеряемых токах. Из-за наличия высших гармоник и отсутствия составляющей обратной последовательности в первых гармониках измеряемых токов выходное напряжение устройства не равно нулю. Если амплитуды высших гармоник малы, то для исключения ложных срабатываний защиты необходимо снижать ее чувствительность к наличию составляющей обратной последовательности в первых гармониках измеряемых токов, имеющей место, например, при обрыве одной фазы цепи, к которой подключен преобразователь. При больших значениях амплитуд высших гармоник селективность защиты, получающей информацию от преобразователя, обеспечить невозможно.

Высшие гармоники генерирует электрооборудование, в состав которого входят элементы с нелинейными характеристиками. В частности, к такому электрооборудованию относятся неуправляемые или управляемые выпрямители, в цепи нагрузки которых достаточно большое индуктивное сопротивление. Фазный входной ток таких выпрямителей представляет собой знакопеременную последовательность импульсов, близких по форме к трапеции. Только передний и задний фронты у такой трапеции образованы отрезками не прямых линий, а синусоид. Дифференцирующие индукционные преобразователи тока, измеряющие не токи, а их производные, преобразуют каждую трапецию в два импульса, протяженность которых равна длительности переднего и заднего фронтов трапеций. Форма импульсов ЭДС, наводимых при этом в катушках дифференцирующих индукционных преобразователей, изменяется от близкой к треугольной, при угле управления тиристорами управляемого выпрямителя, равно нулю, до близкой к прямоугольной, когда угол управления приближается к $\pi/2$. Продолжительность этих импульсов составляет всего несколько градусов. Такая форма указанных ЭДС, которые подводятся к входам измерительного преобразователя напряжения обратной последовательности, далека от синусоидальной. Поэтому в установившемся режиме, при полной симметрии измеряемых входных токов, выходное напряжение измерительного преобразователя не равно нулю.

Для исключения описанной проблемы в измерительный преобразователь тока обратной последовательности трехфазной трехпроводной цепи [2] предлагается ввести фильтр нижних частот, который имеет порядок не ниже второго, а максимум амплитудной частотной характеристики этого фильтра соответствует номинальной частоте источника.

Принципиальная схема преобразователя с фильтром нижних частот представлена на рис. 1. Для прямой симметричной составляющей напряжений контролируемой цепи фазное напряжение первого токопровода (фазы *A*) на $2\pi/3$ опережает фазное напряжение второго токопровода (фазы *B*), а последнее на $2\pi/3$ опережает фазное напряжение третьего токопровода (фазы *C*). К выходным зажимам *9* и *10* фильтра нижних частот *4* подключена нагрузка *11* измерительного преобразователя тока обратной последовательности, – например, входная цепь аналого-цифрового преобразователя.

Параметры элементов измерительного преобразователя тока обратной последовательности связаны между собой следующими соотношениями. Взаимная индуктивность *M* катушки *5* с токопроводом фазы *A* равна взаимной индуктивности катушки *6* с токопроводом фазы *B*. Одинаковы также и индуктивности L_k этих катушек. Для угловой частоты ω_1 источника, которая равна угловой частоте первых гармоник токов токопроводов фаз *A* и *B*, индуктивные сопротивления X_k катушек *5* и *6* и их взаимные индуктивные сопротивления X_m с указанными токопроводами соответственно равны $X_k = \omega_1 L_k$ и $X_m = \omega_1 M$.

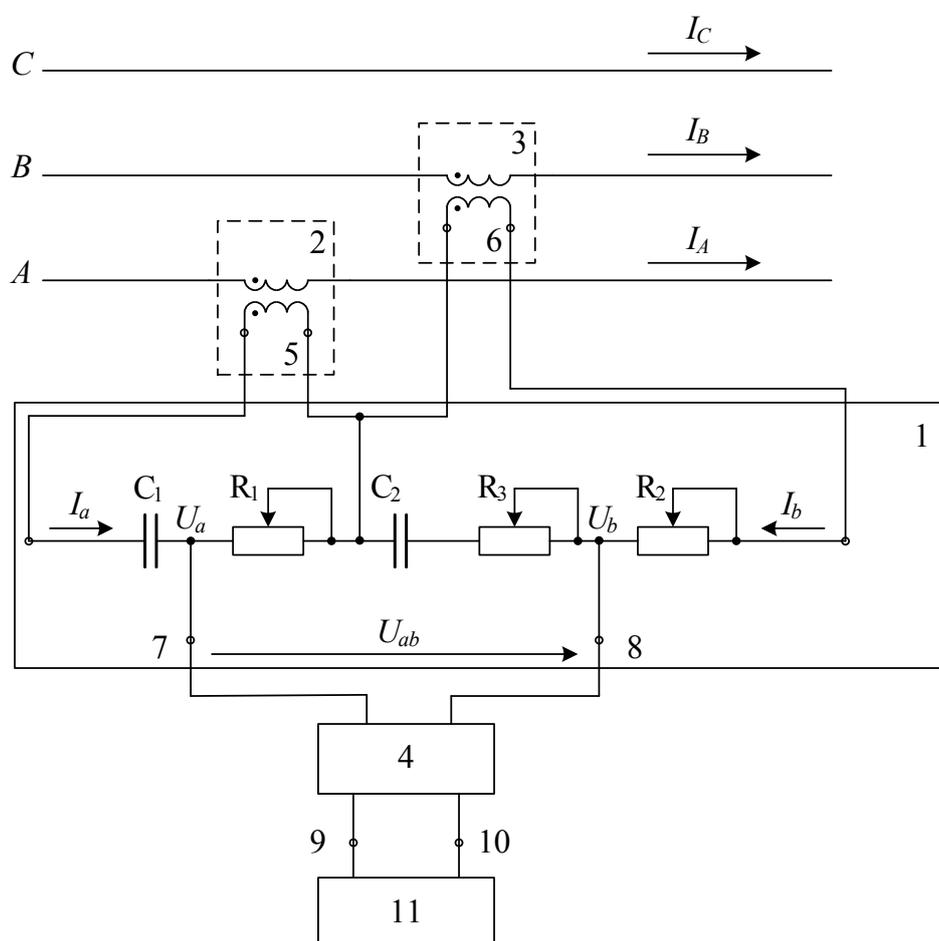


Рис 1. Измерительный преобразователь тока обратной последовательности:

1 – фильтр напряжения обратной последовательности; *2, 3* – первый (*2*) и второй (*3*) дифференцирующие индукционные измерительные преобразователи тока (ДИИПТ); *4* – фильтр нижних частот; *5* – катушка ДИИПТ *2*; *6* – катушка ДИИПТ *3*; *7, 8* – выходные зажимы фильтра *1*; *9, 10* – выходные зажимы фильтра *4*; *11* – нагрузка.

Активные сопротивления катушек **5** и **6** пренебрежимо малы по сравнению с сопротивлениями элементов фильтра **1** и могут не учитываться. Емкостное сопротивление X_{C1} первого конденсатора при угловой частоте ω_1 источника связано с сопротивлением R_1 первого резистора и с индуктивным сопротивлением катушки ДИИПТ формулой: $X_{C1} = R_1 / \sqrt{3} + X_k$. Емкостное сопротивление X_{C2} второго конденсатора при угловой частоте ω_1 источника, а также сопротивления R_2 и R_3 второго и третьего резисторов и индуктивное сопротивление X_k катушек ДИИПТ связаны между собой следующими соотношениями: $X_{C2} = \sqrt{3} R_2$ и $R_3 = \sqrt{3} X_k$.

Выходной фильтр нижних частот может быть реализован в цифровом виде как программа микропроцессора. При аналоговой реализации можно выполнить фильтр пассивным или активным, на основе операционного усилителя.

Наилучшим образом для использования совместно с пятиэлементным фильтром напряжения обратной последовательности подходят два равноценных варианта активных низкочастотных фильтров нижних частот, которые состоят из минимального числа элементов: одного операционного усилителя, трех резисторов и двух конденсаторов. В первом варианте в качестве сигнала используется инвертирующий вход операционного усилителя, а во втором – неинвертирующий вход [3].

На рис. 2 приведена принципиальная схема такого фильтра нижних частот.

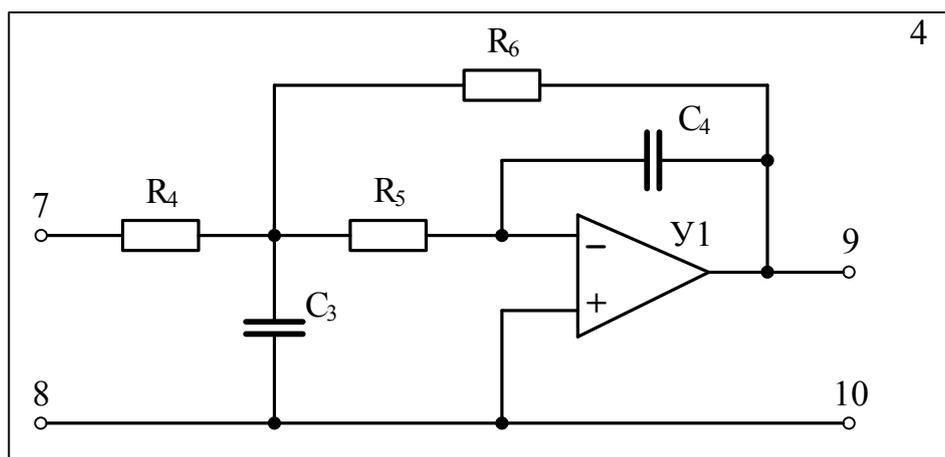


Рис. 2. Принципиальная схема фильтра нижних частот.

Приведенный на рис. 2 фильтр нижних частот **4** является активным низкочастотным фильтром второго порядка с двухпетлевой обратной связью, который содержит операционный усилитель $U1$, четвертый R_4 , пятый R_5 и шестой R_6 резисторы, а также третий C_3 и четвертый C_4 конденсаторы. Входными зажимами фильтра **4** являются выходные зажимы **7** и **8** фильтра **1** напряжения обратной последовательности. Первую петлю обратной связи операционного усилителя $U1$ образует конденсатор C_4 , а вторую – последовательное соединение резисторов R_5 и R_6 .

Математическое моделирование работы рассматриваемого преобразователя с фильтром нижних частот было выполнено с применением программ Maple 12. На рис. 3 и 4 показаны осциллограммы, которые характеризуют работу трехфазного мостового выпрямителя, нагруженного на источник постоянного тока, и измерительного преобразователя тока обратной последовательности, измеряющего входные токи выпрямителя при подключении к его входным зажимам трехфазного источника синусоидального напряжения. Осциллограммы, приведенные на рис. 3, относятся к симметричному режиму, когда все три входных зажима выпрямителя подключены к источнику переменного тока, а на рис. 4 показаны осциллограммы, имеющие место при отключении от источника одного из входных зажимов выпрямителя.

При форме токов трехфазной цепи, близкой к трапецеидальной, селективность измерительного преобразователя [2] может полностью отсутствовать, что подтверждается следующим примером. На рис. 3, *a* показаны входные токи неуправляемого выпрямителя, подключенного к источнику трехфазного синусоидального напряжения. Амплитуда этого напряжения равна 145 В. Индуктивность цепи нагрузки выпрямителя сглаживает его выходной ток. При анализе работы такого выпрямителя обычно полагают, что пульсации выходного тока отсутствуют. При этом выходную цепь выпрямителя можно заменить источником неизменного постоянного тока. В примере ток этого источника равен 35 А. Фазные входные токи выпрямителя образуют симметричную систему: ток фазы *B* отстает на угол $\frac{2}{3}\pi$ ток фазы *A* и на тот же угол опережает ток фазы *C*. Вершины импульсов фазных входных токов выпрямителя (рис. 3, *a*) – это отрезки выходного тока, а передний и задний фронты этих импульсов являются отрезками синусоид.

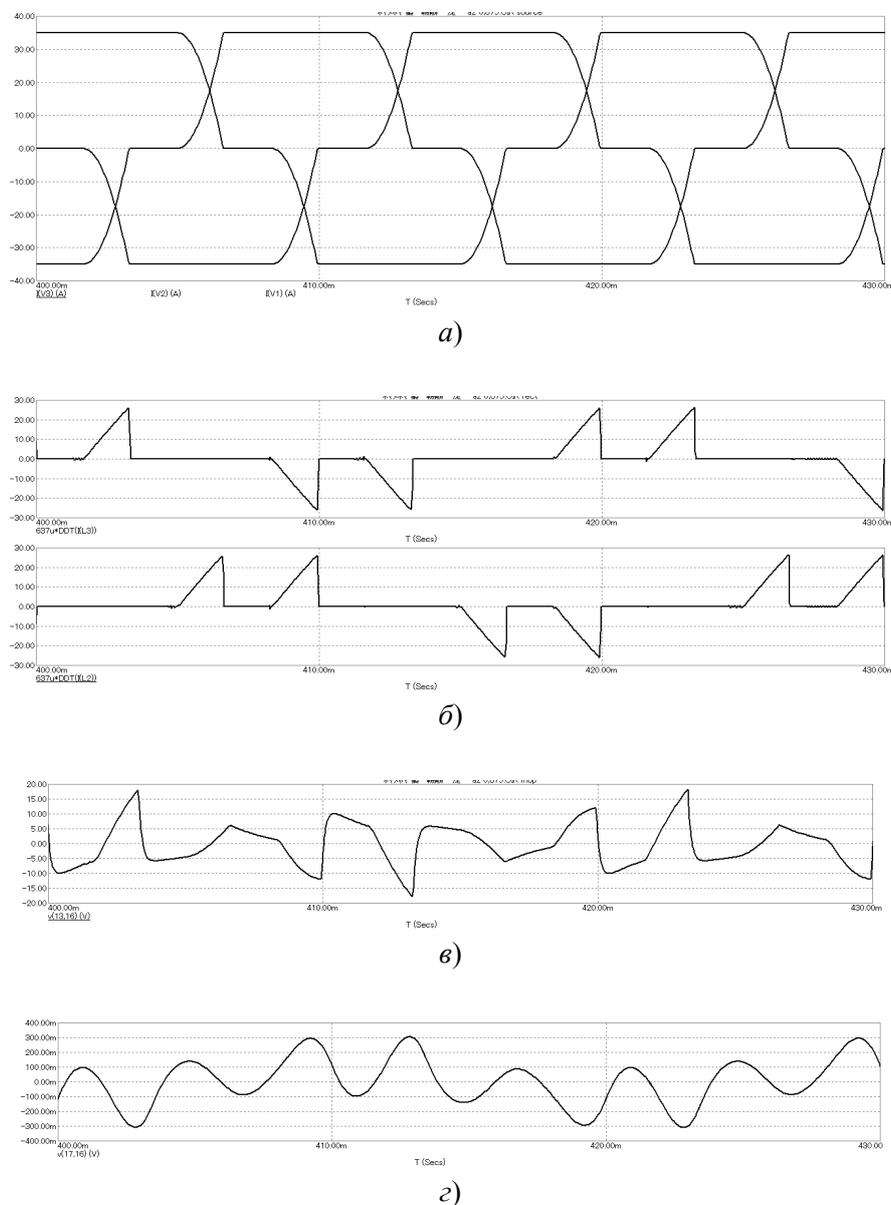


Рис. 3. Осциллограммы, относящиеся к симметричному режиму, когда все три входных зажима выпрямителя подключены к источнику переменного тока.

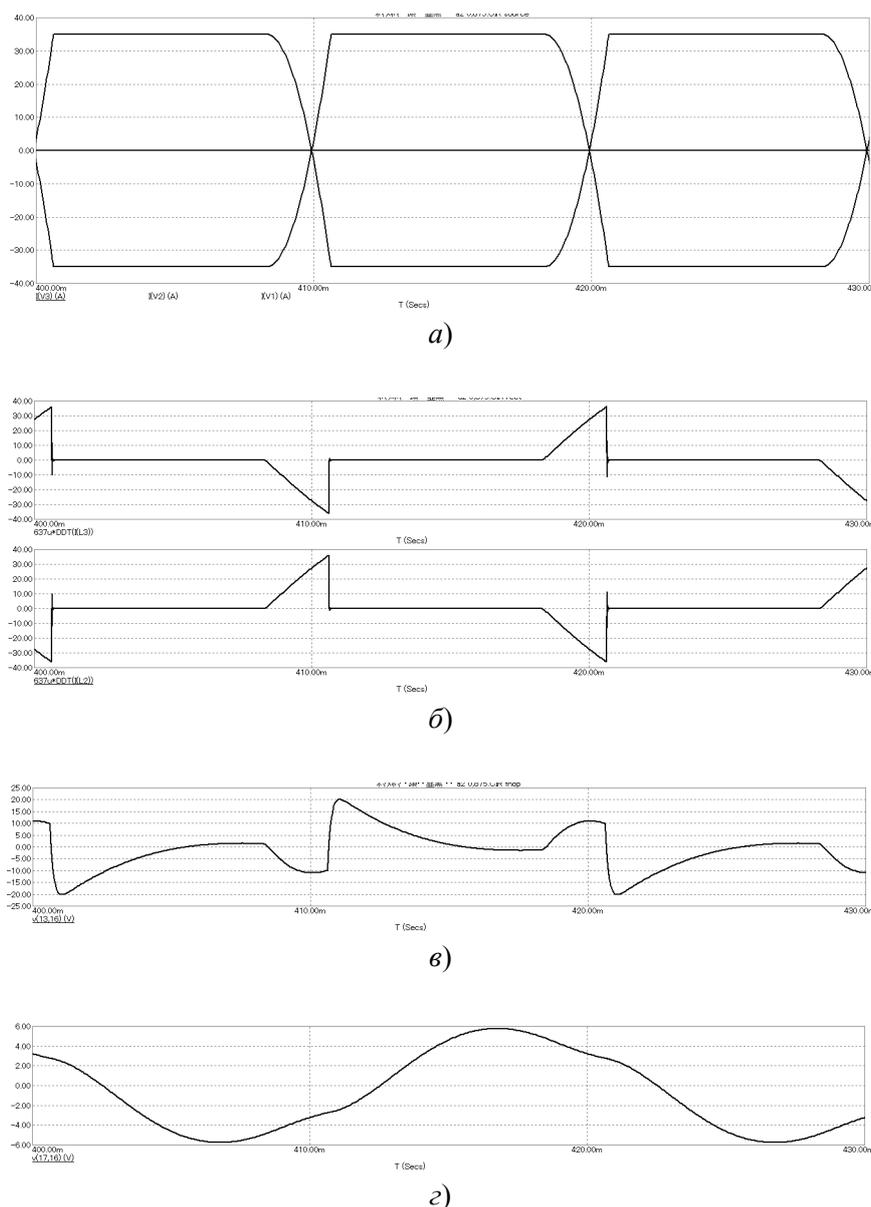


Рис. 4. Осциллограммы, имеющие место при отключении от источника одного из входных зажимов выпрямителя.

Длительность указанных импульсов в радианах равна $\frac{2}{3}\pi + \gamma$, где γ – угол коммутации, в течение которого ток проводят не два, а три вентиля выпрямителя. В рассматриваемом случае $\gamma = 0,506$ радиана (29 градусов). Соответствующее углу γ время коммутации равно 1,6 мс.

Показанные на рис. 3, б осциллограммы ЭДС, которые наводятся в катушках 5 фазы А (верхний график) и 6 фазы В (нижний график), имеют вид последовательностей импульсов, близких по форме к треугольным. Амплитуда этих импульсов равна 25,7 В, а их угловая длительность – γ . Если бы токи, измеряемые ДИИПТ, имели синусоидальную форму, то при амплитуде этих токов, равной 35 А, амплитуда синусоидальных ЭДС катушек ДИИПТ составила бы 7 В.

Осциллограмма (рис. 3, в) показывает, что выходное напряжение фильтра I не равно нулю, как положено для прямой последовательности токов первой гармоники. Высшие гармоники этих токов проявились в выходном напряжении, которое 10 раз за время одного периода источника (0,02 с) изменяет свою полярность. Данный факт свидетельствует, что наиболее выражена в указанном

напряжении его пятая гармоника. Наибольший максимум абсолютного значения этого напряжения равен 17,7 В. Если бы выходные зажимы 7 и 8 (рис. 1) являлись выходными зажимами всего измерительного преобразователя тока обратной последовательности, то подключенное к этим зажимам реле защиты сработало бы, как будто в измеряемой системе токов имеется несимметрия. Такое срабатывание реле было бы ложным. Оно отражает не несимметричность системы измеряемых токов, а наличие в ней токов высших гармоник.

Отличие осциллограмм, приведенных на рис. 4, от приведенных на рис. 3 обусловлено тем, что эти осциллограммы относятся к случаю, когда разорвана цепь, соединяющая выходной зажим фазы *C* с соответствующим входным зажимом выпрямителя. У противоположно направленных входных токов фаз *A* и *B* мгновенные абсолютные значения равны друг другу (рис. 4, *a*). Эти токи изменяют свое направление через половину периода трехфазного источника. За время коммутации (2,3 мс) происходит изменение тока не на 35 А, как на рис. 3, *a*, а на 70 А. Из-за этого угол коммутации γ больше, чем на рис. 3, *a*, и составляет 0,723 радиана (41,4 градуса). Амплитуда показанных на рис. 4, *b* импульсов ЭДС, которые наводятся в катушках 5 фазы *A* (верхний график) и 6 фазы *B* (нижний график), равна 35,8 В.

Как показывает осциллограмма (рис. 4, *в*), наибольший максимум абсолютного значения выходного напряжения фильтра *I* равен 20,2 В. Высшие гармоники этих токов проявились в выходном напряжении, которое 6 раз за время одного периода источника (0,02 с) изменяет свою полярность. Форма выходного напряжения фильтра *I* показывает, что в этом напряжении проявляется наличие первой гармоники.

Для исключения ложных срабатываний защиты при измерении токов, имеющих значительное искажение формы, между выходными зажимами 7 и 8 фильтра *I* и выходными зажимами всего измерительного преобразователя токов обратной последовательности (9 и 10) включен фильтр 4 нижних частот (рис. 1).

Наиболее простым фильтром нижних частот является *RC*-фильтр первого порядка. В его состав входит конденсатор, который подключен к выходным зажимам фильтра *I* через резистор. Зажимы конденсатора являются выходными зажимами всего измерительного преобразователя тока обратной последовательности. Амплитудная частотная характеристика такого фильтра определяется выражением: $1/\sqrt{1+\omega^2 T^2}$, где постоянная времени *T* равна произведению сопротивления резистора на емкость конденсатора этого фильтра. Исследования показывают, что для рассмотренных в примере токов трапецеидальной формы такой фильтр не обеспечивает достаточного подавления высших гармонических составляющих в выходном напряжении фильтра *I*. Так, при постоянной времени $T=1/\omega_1$ выходное напряжение фильтра нижних частот становится более сглаженным (рис. 3, *з*) по сравнению с показанной на рис. 3, *в* осциллограммой. Но максимальная амплитуда этого напряжения остается достаточно большой: она составляет 2,2 В. Аналогичным образом изменилась и форма выходного напряжения фильтра *I* при отключении от входа выпрямителя фазы *C* (рис. 4, *з*). Максимальная амплитуда выходного напряжения фильтра нижних частот снизилась до 6,7 В. Близость максимальных амплитудных значений у выходного напряжения фильтра нижних частот при симметричной системе измеряемых токов (2,2 В) и при обрыве одной фазы (6,7 В) позволяет сделать следующий вывод. Селективность и чувствительность измерительного преобразователя тока обратной последовательности с фильтром нижних частот первого порядка при трапецеидальной форме измеряемых токов явно недостаточны.

Частотная передаточная функция фильтра 4 второго порядка нижних частот имеет вид:

$$W(j\bar{\omega}) = \frac{b}{1 + ja_1\bar{\omega} - a_2\bar{\omega}^2}, \bar{\omega} = \frac{\omega}{\omega_1},$$

(1)

где $\bar{\omega}$ – относительное значение угловой частоты, которое для номинальной частоты источника равно единице; ω – текущее значение угловой частоты; ω_1 – угловая частота первой гармоники или номинальная угловая частота источника, от действия которого образованы измеряемые токи; b , a_1 и a_2 – коэффициенты нормированной передаточной функции фильтра 4 нижних частот. Из (1) можно получить передаточную функцию путем замены $j\bar{\omega}$ на \bar{s} – приведенный к номинальной угловой частоте аргумент изображения функций времени с помощью преобразования Лапласа.

Фильтр нижних частот, принципиальная схема которого приведена на рис. 2, позволяет уменьшить чувствительность передаточного коэффициента по напряжению (отношения модулей выходного напряжения к входному) фильтра нижних частот к отклонению частоты трехфазной цепи, к которой подключен измерительный преобразователь тока обратной последовательности. Избирательность такого фильтра может быть недостаточна при измерении токов с большим искажением формы измеряемых токов, чем в рассмотренном примере.

В таких случаях вместо применения среднечастотных или высокочастотных фильтров следует использовать фильтр четвертого порядка, имеющий две пары низкочастотных комплексносопряженных полюсов.

1. Атабеков, Г.И. Теоретические основы релейной защиты высоковольтных сетей. – М. - Л.: Госэнергоиздат, 1957. – 344 с.

2. Патент РФ № 2426138. Измерительный преобразователь тока обратной последовательности // А.Н. Козлов, Г. Е. Кувшинов, А.М. Ханнанов. Оpub. 10.08.2011.

3. Патент РФ № 2510514. Измерительный преобразователь тока обратной последовательности // Т.С. Козлова, Г. Е. Кувшинов, Н.В. Савина, Д.Б. Соловьев. Оpub. 27.03.2014.