

## Измерительный преобразователь тока обратной последовательности для систем релейной защиты с высоким содержанием высших гармоник в защищаемой цепи

Соловьев Д. Б., канд. техн. наук, Петров Е. Е.

Дальневосточный федеральный университет, Владивосток

Рассмотрена актуальная проблема защиты электротехнических комплексов от токов обратной последовательности в цепях, где протекающие токи имеют как синусоидальную, так и трапецеидальную форму. Предложена усовершенствованная схема измерительного преобразователя тока обратной последовательности (ИПТОП), в которую введен фильтр нижних частот второго порядка. Благодаря этому при наличии высших гармоник в токах защищаемой трехфазной цепи снижается коэффициент гармоник выходного напряжения ИПТОП по сравнению с коэффициентом гармоник токов защищаемой трехфазной цепи, причем полностью компенсируется дифференцирующий эффект, присущий аналогичным схемам измерительных преобразователей тока.

**Ключевые слова:** релейная защита, ток обратной последовательности, измерительные преобразователи тока, дифференцирующие индукционные преобразователи тока, фильтр нижних частот.

В Дальневосточном федеральном университете (ДВФУ) на основе результатов исследований, направленных на повышение чувствительности систем защиты электротехнических комплексов от токов обратной последовательности, разработан ИПТОП, в котором в качестве первичных преобразователей используются дифференцирующие индукционные преобразователи тока (ДИПТ) [1]. Недостатком этого ИПТОП (основного связующего звена между системой релейной защиты и защищаемым электрооборудованием) является ограниченная область применения, так как его можно использовать только для выявления несимметрии в цепях с синусоидальными токами и нельзя применять там, где эти токи близки по форме к трапецеидальным.

Селективность и чувствительность ИПТОП снижаются с увеличением содержания высших гармоник в измеряемых токах. Из-за наличия этих гармоник и при отсутствии составляющей обратной последовательности в первых гармониках измеряемых токов выходное напряжение ИПТОП не равно нулю. Если амплитуды высших гармоник малы, то для исключения ложных срабатываний защиты необходимо снижать ее чувствительность к составляющей обратной последовательности в первых гармониках измеряемых токов, возникающей, например, при обрыве одной фазы цепи, к которой подключен ИПТОП. При больших значениях амплитуд высших гармоник селективность защиты, получающей информацию от ИПТОП, обеспечить невозможно.

Высшие гармоники генерирует электрооборудование, в состав которого входят элементы с нелинейными характеристиками. К такому электрооборудованию, в частности,

относятся неуправляемые или управляемые выпрямители с достаточно большим индуктивным сопротивлением в цепи нагрузки. Фазный входной ток таких выпрямителей представляет собой знакопеременную последовательность импульсов, чья форма близка к трапецеидальной, причем передний и задний фронты 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 обоих фронтов трапеций. Форма импульсов ЭДС, наводимых при этом в катушках ДИПТ (их продолжительность составляет всего несколько градусов), изменяется от близкой к треугольной (при угле управления тиристорами управляемого выпрямителя, равном нулю) до близкой к прямоугольной (когда угол управления приближается к  $\pi/2$ ). Такая их форма далека от синусоидальной. Поэтому в установившемся режиме при полной симметрии измеряемых входных токов выходное напряжение измерительного преобразователя — ИПТОП-прототипа не равно нулю [2].

Основная задача, рассматриваемая в данной статье, — расширение области применения ИПТОП с целью обеспечения возможности его использования для выявления несимметрии в цепях с током как синусоидальной, так и трапецеидальной формы. Для этого в ИПТОП трехфазной трехпроводной цепи введен фильтр нижних частот (ФНЧ) второго порядка, у которого максимум амплитудной частотной характеристики соответствует номинальной частоте источника. Суть

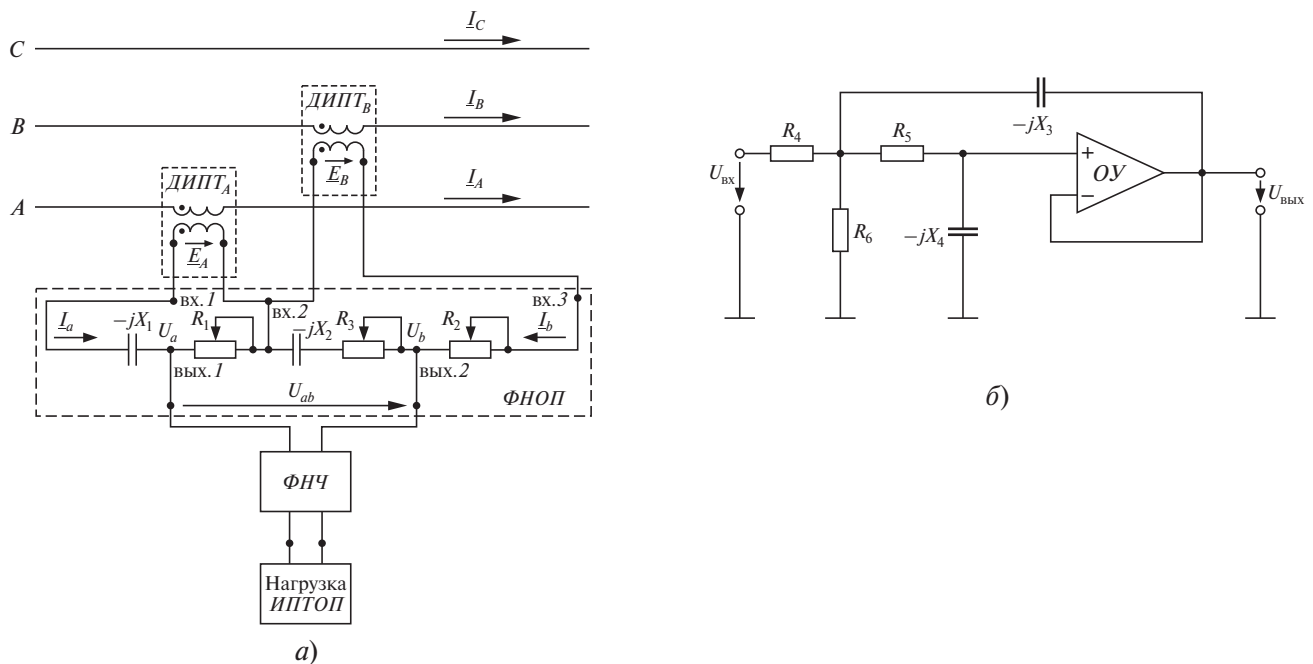


Рис. 1

предлагаемого схемного решения поясняется на рис. 1, где приведены принципиальная схема ИПТОП (а) и схема активного низкочастотного ФНЧ второго порядка с двухпетлевой обратной связью (б).

Параметры элементов данного преобразователя связаны между собой следующими соотношениями. Взаимная индуктивность  $M$  катушки ДИПТ<sub>А</sub> с токопроводом фазы А равна взаимной индуктивности катушки ДИПТ<sub>В</sub> с токопроводом фазы В. Одинаковы также и индуктивности  $L_k$  этих катушек. Для угловой частоты  $\omega_1$  источника, которая равна угловой частоте первых гармоник токов токопроводов фаз А и В, индуктивные сопротивления  $X_k$  катушек ДИПТ<sub>А</sub> и ДИПТ<sub>В</sub> и их взаимные индуктивные сопротивления  $X_m$  с токопроводами фаз А и В соответственно равны  $\omega_1 L_k$  и  $\omega_1 M$ . Активные сопротивления катушек обоих ДИПТ пренебрежимо малы по сравнению с сопротивлениями элементов фильтра напряжения обратной последовательности ФНОП, и могут не учитываться. Связь емкостного сопротивления  $-jX_1$  при угловой частоте  $\omega_1$  источника с сопротивлением резистора  $R_1$  и индуктивным сопротивлением катушки ДИПТ выражается формулой  $X_1 = R_1/\sqrt{3} + X_k$ , а взаимосвязь емкостного сопротивления  $-jX_2$  при угловой частоте  $\omega_1$  источника, а также сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$  второго и третьего резисторов и индуктивного сопротивления  $X_k$  катушек ДИПТ — соотношениями  $X_2 = \sqrt{3}R_3$  и  $R_2 = \sqrt{3}X_k$ .

Измерительный преобразователь тока обратной последовательности функционирует следующим образом. Мгновенные значения ЭДС  $e_A$  и  $e_B$ , которые наводятся в катушках ДИПТ, равны произведениям взаимной индуктивности  $M$  на производные по времени  $di_A/dt$  и  $di_B/dt$  токов фаз А и В. Рассмотрим случай возникновения фазных токов и ЭДС, наводимых в катушках ДИПТ от их действия, при подключении к источнику напряжения неискажающей нагрузки. При этом в установившемся режиме кривые токов  $I_A$  и  $I_B$  имеют синусоидальную форму, а векторы ЭДС  $\underline{E}_A$  и  $\underline{E}_B$ , наводимые в катушках ДИПТ этими токами, определяются из выражений:

$$\underline{E}_A = jX_m I_A; \quad \underline{E}_B = -jX_m I_B. \quad (1)$$

Знак минус перед вторым выражением поставлен для учета того, что к входному зажиму ФНОП подключен конец, а не начало катушки ДИПТ<sub>В</sub>, тогда как к другому входному зажиму ФНОП подключено начало катушки ДИПТ<sub>А</sub>. Поэтому вектор  $\underline{E}_B$  повернут относительно вектора  $I_B$  в отрицательном направлении на угол  $\pi/2$ .

При анализе работы ФНОП вполне допустимо не учитывать пренебрежимо малые значения следующих величин: активных сопротивлений катушек ДИПТ<sub>А</sub> и ДИПТ<sub>В</sub>, а также входной проводимости ФНЧ. При этом напряжения  $U_a$  и  $U_b$  на первом и третьем входных зажимах ФНОП по отношению к второму входному зажиму с учетом приведенных выше соотношений между параметрами ФНОП определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_a &= \frac{\sqrt{3}}{2} X_m I_A \exp\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6}\right); \\ \underline{U}_b &= \frac{\sqrt{3}}{2} X_m I_B \exp\left(-\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6}\right). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Если измеряемые токи  $I_A$  и  $I_B$  являются составляющими прямой последовательности, то ток в фазе  $B$  отстает от тока в фазе  $A$  на угол  $2\pi/3$ , т. е.  $I_B = I_A \exp(-2\pi/3)$ . Тогда векторы обоих напряжений на первом и третьем входных зажимах ФНОП равны между собой:

$$\underline{U}_a = \underline{U}_b = \frac{\sqrt{3}}{2} X_m I_A \exp\left(\frac{2\pi}{3}\right).$$

При этом входное напряжение ФНЧ  $\underline{U}_{ab} = \underline{U}_a - \underline{U}_b = 0$ . Естественно, что тогда и выходное напряжение ФНЧ также равно нулю.

В противном случае, когда измеряемые токи  $I_A$  и  $I_B$  являются составляющими обратной последовательности, ток в фазе  $B$  опережает ток в фазе  $A$  на угол  $2\pi/3$ , т. е.  $I_B = I_A \exp(2\pi/3)$ . Тогда вектор напряжения на третьем входном зажиме ФНОП определяется по формуле  $\underline{U}_b = \frac{\sqrt{3}}{2} X_m I_A$ , т. е. векторы  $\underline{U}_a$  и  $\underline{U}_b$  имеют равные модули, а угол между ними составляет  $2\pi/3$ . При этом модуль входного напряжения ФНОП, в  $\sqrt{3}/2$  раз превышающий модули ЭДС катушек ДИПТ, составляет  $\frac{3}{2} X_m I_A$ .

Таким образом, если кривые токов трехфазной трехпроводной системы имеют синусоидальную форму, выходные напряжения ФНОП и ФНЧ в установившемся режиме отличаются от нулевого значения только при наличии в указанных токах составляющих обратной последовательности, в частности, при наличии токов только в двух фазах (в неполнофазном режиме). Во время переходного процесса, возникающего после изменения принужденной составляющей в системе фазных токов, соответствующих симметричной неискажающей нагрузке, выходные напряжения ФНОП и ФНЧ не равны нулю. Нулевого значения они достигают практически за время, равное одному-двум периодам напряжения источника после практического завершения указанного переходного процесса в системе фазных токов.

Токи в электрических цепях, питающихся от источника с синусоидальными напряжениями и содержащих нелинейные элементы, отличаются от синусоидальных. Токи силовых нелинейных трехфазных цепей, как правило, содержат только нечетные высшие гармоники. При этом в цепях без нулевого провода отсутствуют гармоники, кратные трем. К таким цепям, в частности, относятся цепи с мостовыми полупроводниковыми преобразователями. В подобных случаях номера  $n$ -х высших гармоник определяются по формуле  $n = 6k \pm 1$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ . Гармоники с номерами  $6k + 1$  (седьмая, тринадцатая, девятнадцатая и т. д.) входят в составляющую прямой последовательности, с номерами  $6k - 1$  (пятая, одиннадцатая, семнадцатая и т. д.) — в составляющую обратной последовательности.

Каждая гармоника токов с действующим значением  $I_n$ , протекающих по фазам  $A$  и  $B$ , в катушках ДИПТ наводит ЭДС, действующее значение которой равно  $I_n X_m n$ . ФНОП обычно рассчитывают с привлечением дополнительного соотношения между параметрами его элементов:  $R_2 = X_1 - X_k$ . Тогда  $n$ -я гармоника выходного напряжения этого фильтра, выраженная в относительных значениях (в качестве базисного значения принята ЭДС ДИПТ  $I_n X_m n$ ), определяется из равенства

$$U_{ac} = \frac{\sqrt{3}n}{\sqrt{3} - j\left(\frac{1+m}{n} - mn\right)} + \frac{\sqrt{3}(mn-j)\exp\left(\mp \frac{2\pi}{3}\right)}{1 + \sqrt{3}m - j\left(\frac{\sqrt{3}}{n} - mn\right)}, \quad (3)$$

$$m = X_k / R_2.$$

Знак минус у аргумента экспоненты соответствует гармоникам с номерами  $n = 6k + 1$  (прямой последовательности), а плюс — гармоникам с номерами  $n = 6k - 1$  (обратной последовательности). Для первой гармоники индуктивное сопротивление катушек ДИПТ мало — параметр  $m$  не превышает 0,1.

В табл. 1 приведены рассчитанные по равенству (3) для высших нечетных гармоник  $n$  (с пятой по девятнадцатую) относительные значения выходного напряжения ФНОП  $U_{ac}$  для двух значений параметра  $m$  (0,05 и 0,1). Для всех гармоник (седьмой, тринадцатой и т. д.), входящих в состав прямой последова-

Таблица 1

$n$		5-я	7-я	11-я	13-я	17-я	19-я
$U_{ac}$	$m = 0,05$	6,2	5,3	11,7	13,4	16,4	17,7
	$m = 0,1$	6,0	5,0	10,3	11,3	12,8	13,4

тельности токов, выходное напряжение ФНОП не равно нулю, как и для первой гармоники. Для седьмой гармоники при  $m = 0,05$  его относительное значение составляет 5,3, а при  $m = 0,1$  — 5,0. Эти значения меньше, чем для предыдущей пятой гармоники, входящей в состав обратной последовательности. Для гармоник с номерами больше семи указанное напряжение нарастает с увеличением номера независимо от того, к какой последовательности (прямой или обратной) принадлежит гармоника. При  $m = 0,05$  и  $n \geq 7$  значение напряжения  $U_{ac}$  примерно равно номеру  $n$ -й гармоники, а при  $m = 0,1$  оно несколько меньше. С использованием формулы (3) найдено выражение  $\frac{\sqrt{3}}{m} \sqrt{1-m+m^2}$  для определения предела модуля относительного значения выходного напряжения ФНОП при стремлении  $n$  к бесконечности. При  $m = 0,05$  этот предел равен 33,8, а при  $m = 0,1$  он снижается до 16,5.

Таким образом, форма кривой выходного напряжения устройства-прототипа [1] искажается значительно сильнее, чем форма кривых измеряемых им токов. Это свойство является причиной указанного его недостатка, который проявляется в снижении селективности и чувствительности рассматриваемого преобразователя с увеличением содержания высших гармоник в измеряемых токах.

При форме кривых токов трехфазной цепи, близкой к трапецидальной, селективность измерительного преобразователя-прототипа [1] может полностью отсутствовать, что подтверждается проведенными в ДВФУ исследованиями [2].

Для исключения ложных срабатываний защиты при измерении токов, форма кривых которых значительно искажена, между выходными зажимами ФНОП и выходными зажимами всего ИПТОП включен ФНЧ (см. рис. 1, а). Экспериментальные исследования показали, что селективность и чувствительность ИПТОП с ФНЧ первого порядка при трапецидальной форме измеряемых токов явно недостаточны.

Частотная передаточная функция ФНЧ второго порядка нижних частот имеет следующий вид:

$$W(j\bar{\omega}) = \frac{b}{1 + ja_1\bar{\omega} - a_2\bar{\omega}^2}, \quad \bar{\omega} = \frac{\omega}{\omega_1}, \quad (4)$$

где  $\bar{\omega}$  — относительное значение угловой частоты, которое для номинальной частоты источника равно единице;  $\omega$  — текущее значение угловой частоты;  $b$ ,  $a_1$ ,  $a_2$  — коэффициенты нормированной передаточной функции ФНЧ.

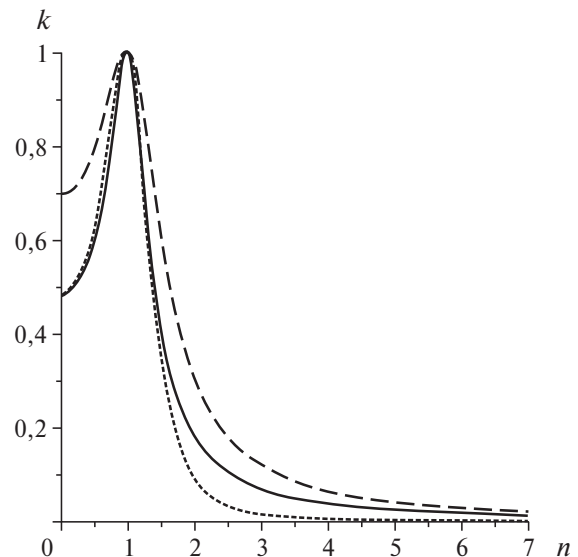


Рис. 2

Из формулы (4) 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.

Амплитудная частотная характеристика ФНЧ на частоте источника имеет максимум, следовательно, полюсы передаточной функции являются комплексно-сопряженными. При этом добротность  $q$  полюса (отношение половины модуля полюса к модулю его действительной части) превышает 0,5. Для принятой формы записи частотной передаточной функции (4) добротность полюса определяется по формуле  $q = \sqrt{a_2}/a_1$ . Выполнение требования о наличии максимума амплитудной частотной характеристики ФНЧ на частоте источника позволяет минимизировать те отклонения коэффициента передачи через этот фильтр напряжения первой гармоники, которые вызваны отличием частоты источника от номинальной. При определении параметров ФНЧ целесообразно выполнять еще одно требование: максимум амплитудной частотной характеристики должен быть равен единице. Тогда при прохождении первой гармоники напряжения, подаваемого на вход ФНЧ, ее действующее значение не изменяется. При соблюдении обоих указанных требований любые два коэффициента частотной передаточной функции (4), например  $b$  и  $a$ , могут быть выражены через третий —  $a_2$ :

$$b = \sqrt{1 - a_2^2}; \quad a_1 = \sqrt{2a_2(1 - a_2)}. \quad (5)$$

Схемная реализация аналоговых фильтров второго порядка, построенных на основе операционных усилителей, зависит от значе-



Таблица 2

$n$		0,95	1	1,05	5	7	11	13
$k$	$q = 4/3$	0,995	1,0	0,994	0,040	0,020	0,0081	0,0058
	$q = 2$	0,985	1,0	0,983	0,023	0,012	0,0046	0,0033

ния добротности полюса. Наибольшей простотой отличаются низкодобротные фильтры ( $q \leq 2$ ), в состав которых помимо операционного усилителя ОУ входят два конденсатора и три резистора. Такой фильтр может быть выполнен по схеме, приведенной на рис. 1, б. В состав среднедобротных ( $q \leq 20$ ) фильтров дополнительно вводятся еще два резистора. Самыми сложными являются высокодобротные ( $q > 20$ ) фильтры, выполненные на основе двух или трех операционных усилителей.

Задавшись добротностью полюса, можно найти коэффициент

$$a_2 = 1 - \frac{1}{2q^2}. \quad (6)$$

Затем по формулам (5) следует рассчитать остальные два коэффициента передаточной функции ФНЧ. Чем выше добротность полюса  $q$ , тем сильнее подавляются высшие гармоники. Этот результат хорошо виден из рис. 2, где показаны амплитудные частотные характеристики фильтров нижних частот при  $q = 2$  (сплошная линия) и  $q = 4/3$  (штриховая линия), и из данных табл. 2, в которой приведены значения этих амплитудных частотных характеристик, соответствующие номерам гармоник с 1-й по 13-ю.

Однако с увеличением  $q$  все сильнее проявляются следующие негативные факторы. Во-первых, увеличивается требуемая точность установки расчетных параметров резисторов и конденсаторов фильтра, а также усложняется процедура настройки заданных значений модуля и добротности полюсов передаточной функции фильтра. Во-вторых, возрастает снижение коэффициента передачи фильтра по первой гармонике источника, вызванное отклонением ее частоты от номинального значения. В автономных электроэнергетических системах, например судовых, подобное отклонение в статических режимах допускается в пределах  $\pm 5\%$ . В табл. 2 этим границам соответствуют значения  $n = 0,95$  и  $1,05$ . Для низкодобротных фильтров соответствующее снижение коэффициента передачи не превышает  $1,7\%$ , но для среднедобротных фильтров при  $q = 20$  это снижение выходит за пределы допустимых, достигая  $56\%$ . В-третьих, пропорционально добротности увеличивается длительность переходных процессов в

фильтре. При  $q = 2$  она равна трем периодам напряжения источника ( $0,06$  с для частоты  $50$  Гц), а при  $q = 20$  достигает  $30$  периодов ( $0,6$  с для частоты  $50$  Гц). Столь значительные продолжительности переходных процессов при использовании среднедобротных фильтров требуют введения не меньших значений выдержки времени при срабатывании защиты. Такое снижение быстродействия защиты нежелательно, поэтому следует отказаться от применения средне- и высокодобротных фильтров. Вместо них необходимо использовать фильтр четвертого порядка, имеющий две пары низкодобротных комплексно-сопряженных полюсов. Амплитудная частотная характеристика такого ФНЧ показана на рис. 2 пунктирной линией. Ниже приведена зависимость его коэффициента передачи от частоты при  $q = 4/3$ :

$n$ . . . . .	0,95	1	1,05	5	7	11	13
$k$ . . . . .	0,99	1,0	0,99	0,0016	0,00041	0,000065	0,000033

Видно, что выходное напряжение первой гармоники снижается всего на  $1\%$  при отклонении частоты от номинальной на  $\pm 5\%$ . Наибольшая же по амплитуде пятая гармоника уменьшается примерно в  $625$  раз (в  $25$  раз по сравнению с фильтром второго порядка с теми же полюсами). Длительность переходного процесса рассматриваемого ФНЧ составляет около трех периодов частоты источника ( $0,06$  с), т. е. практически такая же, как и для фильтра второго порядка с теми же полюсами.

Таким образом, измерительный преобразователь, содержащий ФНЧ четвертого порядка с двукратными низкодобротными полюсами, способен выявлять первую гармонику токов обратной последовательности в любых встречающихся на практике сильно искаженных токах.

#### Список литературы

1. Соловьев Д. Б., Кувшинов Г. Е. Защита электротехнических комплексов горнодобывающих предприятий от токов обратной последовательности. — Промышленная энергетика, 2011, № 3.
2. Кувшинов Г. Е., Соловьев Д. Б. Современные направления развития измерительных преобразователей тока для релейной защиты и автоматики. — Владивосток: РИО Владивостокского филиала Российской таможенной академии, 2012.