

Авторы:
д.т.н. Булычев А.В.,
Дементий Ю. А.
 ООО «НПП Бреслер»,
 г. Чебоксары, Россия.

Ph.D. Bulychev A.V.,
 Dementiy Y.A.
 «NPP Bresler LLC,
 Cheboksary, Russia.

Abstract: The behavior of the zero-sequence current transformer as an inertial element is analyzed, including the transfer function according to the current transformer equivalent circuit. In this article the oscillograms of real zero-sequence currents and their mathematical description in the time and frequency domain are presented, the spectral characteristics of mathematical models of signals depending on the form and duration of

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ДАТЧИКОВ ТОКА НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

DYNAMIC BEHAVIOR OF ZERO-SEQUENCE CURRENT SENSORS

Аннотация: выполнен анализ работы трансформатора тока нулевой последовательности как инерционного звена, в том числе выведена передаточная функция по схеме замещения трансформатора тока. Приведены осциллограммы реальных токов нулевой последовательности и представлено их математическое описание во временной и частотной областях, показаны спектральные характеристики математических моделей сигналов в зависимости от формы и длительности наблюдения сигнала. Исследовано прохождение сигналов через измерительный трансформатор в переходном режиме. Получены математические выражения во временной и частотной областях, описывающие выходные сигналы и ошибки преобразования трансформатора тока нулевой последовательности при различных входных воздействиях. Представлены результаты экспериментов, в частности — осциллограммы реальных переходных процессов для различных трансформаторов, которые подтверждают достоверность составленных математических моделей. Найдены соотношения параметров, влияющие на ошибку преобразования при работе трансформатора в динамическом режиме. Проанализирована пригодность существующих трансформаторов тока нулевой последовательности для целей релейной защиты. Сформулированы требования к новым трансформаторам тока нулевой последовательности с учетом особенностей современных цифровых устройств релейной защиты и автоматики.

Ключевые слова: трансформатор тока, сигнал, анализ, точность преобразования, релейная защита и автоматика.

the signal observation are shown. A results of the research of the signal passing through measurement transformer in transient mode are shown. Mathematical expressions in the time and frequency domains that describe the output signals and errors of transformation of the zero-sequence current transformer for various input actions are obtained. Also, the article presents the results of experiments, in particular — oscillograms of real transients for various transformers, which confirm the reliability of the used mathematical models. The ratio of the parameters that influence the transformation error during the operation of the transformer in dynamic mode is found. A suitability to use an

алгоритмы действия многих микропроцессорных защит от однофазных замыканий на землю (ОЗЗ) и инновационных систем управления дугогасящими реакторами основаны на анализе переходных процессов в контролируемых ими сетях. Основным информативным сигналом, как правило, является ток нулевой последовательности. Поэтому необходима неискажающая передача сигнала, пропорционального этому току, в устройства защиты и автоматики. Следовательно, измерять нужно не статическую величину (например, действующее значение тока), а процесс изменения этого тока во времени. Результат измерения процесса представляет собой ряд последовательных значений, соответствующих последовательным моментам времени. В пределе, при аналоговом характере измерения процесса, результат измерения — это непрерывный (возможно, непериодический) сигнал произвольной формы.

Установленные в электрических сетях электромагнитные трансформаторы тока нулевой последовательности (ТТНП) типа ТЗЛ и ТЗРЛ разработаны применительно к статическим измерениям

для электромеханических защит [1] (рис. 1), и не могут быть использованы в цифровых устройствах защиты и автоматики в качестве полноценных датчиков тока нулевой последовательности из-за низкой динамической точности.

В связи с этим проведен анализ входных сигналов ТТНП, оценены динамические погрешности преобразования тока нулевой последовательности и сформированы научно-обоснованные требования к ТТНП применительно к современным цифровым устройствам защиты и автоматики.

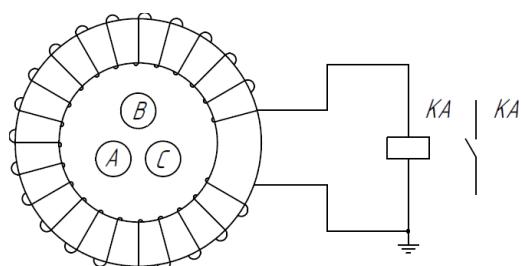


Рис.1. Схема ТТНП с торOIDальным магнитопроводом

existing current transformers for power protection purposes are evaluated. The requirements to new zero-sequence current transformers are formulated by reference to specific features of modern digital power-system protection devices.

Keywords: current transformer, signal, analysis, transform accuracy, power-system protection.



**Булычев
Александр Витальевич**

Дата рождения: 1956 г.
Окончил в 1980 г. Вологодский политехнический институт по специальности «Электроснабжение». Защитил докторскую диссертацию в Санкт-Петербургском государственном техническом университете в 1998 г. по специальности «05.14.02 – электрические станции (электрическая часть), сети, электроэнергетические системы и управление ими». Ученое звание профессора присвоено в 2000 г.
Общий стаж работы в вузах составляет 30 лет.
В настоящее время – технический директор ООО «НПП Бреслер».

При стационарных ОЗЗ ток нулевой последовательности имеет вид гармонической функции или суммы нескольких гармонических функций, амплитуды которых могут изменяться (рис. 2, а). При нестационарных (перемежающихся и других) ОЗЗ ток нулевой последовательности, как правило, имеет форму экспоненты (рис. 2, б), гармонической функции, или полигармонической функции, амплитуды которой уменьшаются (рис. 2, в).

В общем виде этот ток можно представить обобщенной моделью сигнала [2] приняв $i(t) = x(t)$:

$$x(t) = \sum_{k=1}^n X_{mk} e^{-\beta_k t} \cos(\omega_k t - \varphi_k),$$

где X_{mk} ; β_k ; ω_k ; f_k ; φ_k – начальная амплитуда; коэффициент затухания; угловая частота; частота; начальная фаза сигнала, соответственно; $\omega_k = 2\pi f_k$.

Используя в качестве базиса обобщенный сигнал, можно получить описания наиболее часто встречающихся токов нулевой последовательности (табл. 1).

Для анализа прохождения сигналов через измерительные преобразователи целесообразно использовать представление этих сигналов в частотной области, где независимой переменной является частота ω .

Сигнал произвольной формы $x(t)$ представляется в частотной области в виде спектра, определяемого прямым преобразованием Фурье:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

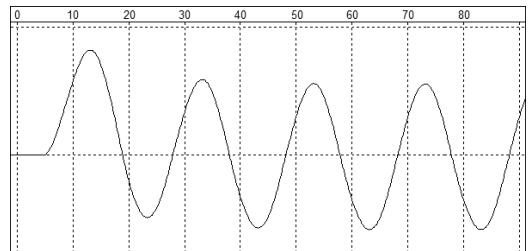
Текущий спектр сигнала при наблюдении на интервале от $t = 0$ до $t = \tau$ описывается выражением [3]:

$$S(j\omega) = \int_0^{\tau} x(t) e^{-j\omega t} dt.$$

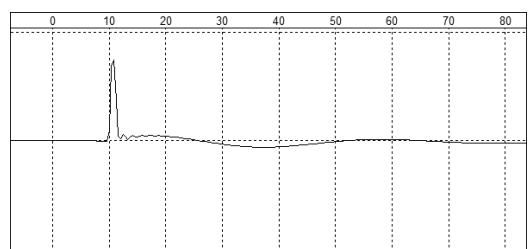
Интервал наблюдения увеличивается вместе с текущим временем. Физический смысл спектра заключается в том, что он определяет

Таблица 1

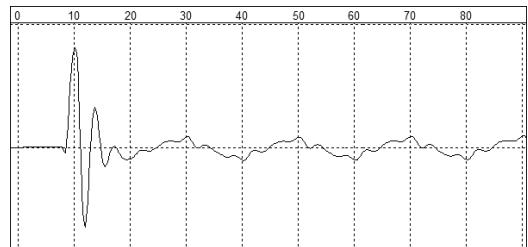
№	Сигнал	Описание	Условия
1	Затухающее колебание	$X_{mk} e^{-\beta_k t} \cos(\omega_k t - \varphi_k)$	$k = 1$
2	Гармонический сигнал с постоянной амплитудой	$X_{mk} \cos(\omega_k t - \varphi_k)$	$\beta_k = 0, k = 1$
3	Экспоненциальный сигнал	$X_{mk} e^{-\beta_k t}$	$\omega_k = 0, \varphi_k = 0, k = 1$
4	Скачкообразный сигнал	$X_{mk} \cdot l(t)$	$\beta_k = 0, \omega_k = 0,$ $\varphi_k = 0, k = 1$
5	Дельта-функция	$\delta(t)$	$X_{mk} = \beta_k, \beta_k \rightarrow \infty,$ $\omega_k = 0, \varphi_k = 0, k = 1$



а)



б)



в)

Рис. 2. Формы тока нулевой последовательности при устойчивом (а) и неустойчивых (б, в) ОЗЗ

совокупность гармонических составляющих (частотами, амплитудами и фазами), формирующих (восстанавливающих) заданную форму сигнала во временной области.

В общем виде, для получения (восстановления) заданной формы сигнала, необходимо бесконечное число гармонических составляющих. В реальных условиях значимость высоко-



Дементий
Юрий Анатольевич

Дата рождения: 24.11.1992 г.

Окончил в 2015 г.

Вологодский государственный университет по специальности «Электроприводы и автоматика промышленных установок и технологических комплексов».

В настоящее время – инженер
ООО «НПП Бреслер».

частотных гармоник для целей релейной защиты сравнительно невелика, и, можно ограничить реальный спектр некоторой полосой частот, достаточной для воспроизведения исходного сигнала с приемлемой точностью.

Пусть вид гармонического сигнала в интервале наблюдения от $t = 0$ до $t = \tau$ установлен так:

$$x(t) = \begin{cases} \sin(\omega_0 t) & \text{при } t < \tau; \\ 0 & \text{при } t \geq \tau. \end{cases}$$

Здесь ω_0 – угловая частота сигнала.

Тогда амплитудный спектр этого сигнала будет определяться так:

$$A_C(\tau, \omega) = |S(\tau, \omega)| = \left| \frac{\left(e^{-j\omega\tau} (\omega_0 \cos(\tau\omega_0) + j\omega \sin(\tau\omega_0)) - \omega_0 \right)}{\omega_0^2 - \omega^2} \right|.$$

В частности, если длительность наблюдения за сигналом кратна полупериоду сигнала, то амплитудный спектр можно выразить так:

$$A_C(n, \omega) = |S(n, \omega)| = \sqrt{\frac{(-1)^n \omega_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi n \omega}{\omega_0}\right) - \omega_0^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2}},$$

где n – целое число полупериодов сигнала на интервале наблюдения.

Трехмерные графики спектральных плотностей этого гармонического сигнала с частотой 50 Гц при различных интервалах наблюдения показаны на рис. 3.

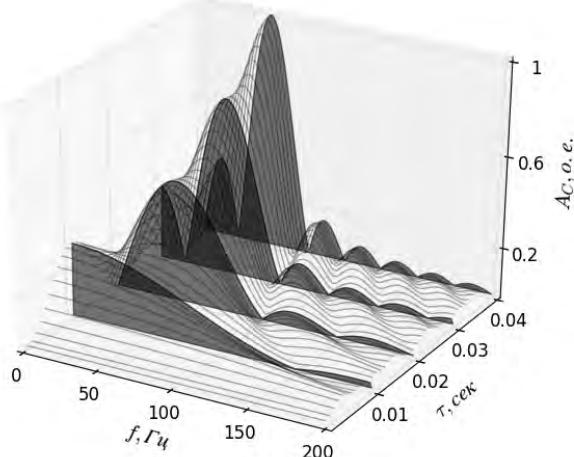


Рис. 3. Спектральная плотность гармонического сигнала с частотой 50 Гц при различных интервалах наблюдения

Спектральная плотность сигнала экспоненциальной формы:

$$x(t) = e^{-\beta t},$$

с учетом длительности наблюдения определяется так:

$$A_3(\tau, \omega) = |S_3(\tau, \omega)| = \sqrt{-\frac{2 \cos(\omega\tau) e^{-\beta\tau} - e^{-2\beta\tau} - 1}{\beta^2 + \omega^2}},$$

где β – коэффициент затухания.

Амплитудный спектр этого сигнала при разной продолжительности наблюдения показан на рис. 4. Как видно, наибольшая спектральная плотность этого сигнала соответствует нулевой частоте.

Передача и преобразование сигналов информации связаны с передачей и преобразованием энергии. Поэтому для количественной оценки параметров сигналов можно установить частотный диапазон, в котором сконцентрирована основная часть энергии сигнала.

В соответствии с теоремой Релея [4] каждому участку амплитудного спектра сигнала присуща определенная плотность энергии, пропорциональная модулю комплексной частотной характеристики сигнала. Следовательно, по виду функции $|S(j\omega)|$, не вычисляя строго энергию сигнала, можно приблизенно судить о ее распределении в частотной области.

Как видно (см. рис. 3 и рис. 4), подавляющая часть энергии гармонического сигнала с частотой 50 Гц и сигнала экспоненциальной формы с коэффициентом затухания 50 c^{-1} при непрерывных интервалах наблюдения, соответ-

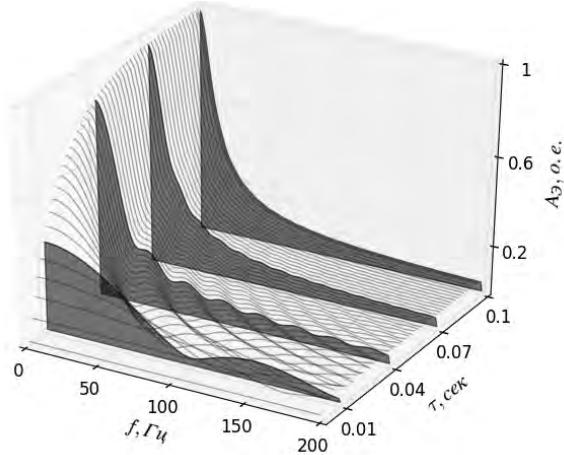


Рис. 4. Спектральная плотность сигнала экспоненциальной формы ($\beta = 50 \text{ c}^{-1}$) при разной продолжительности наблюдения

ствующих требованиям релейной защиты и автоматики, сосредоточена в диапазоне частот от 0 до 200 Гц.

Если длительность наблюдения гармонического сигнала не кратна его периоду, то в спектре сигнала имеется существенная составляющая на нулевой частоте.

Следует отметить, что с уменьшением времени наблюдения за сигналом его амплитудный спектр расширяется по оси частот и становится более однородным.

Следовательно, для быстродействующих защит и устройств автоматики, в которых используют в качестве входных сигналов измеренные быстрые процессы при небольших интервалах наблюдения, необходимы первичные преобразователи сигналов с широким рабочим частотным диапазоном, при котором обеспечивается неискажающая передача сигналов.

Путем математического и физического моделирования электромагнитных ТТНП установлено, что в линейных режимах работы в частотном диапазоне от 0 Гц до 20 кГц при использовании в релейной защите и автоматике, электромагнитный ТТНП можно представить Г-образной схемой замещения (рис. 5) и соответствующей передаточной функции [5]:

$$H_{\text{TTNP}}(p) = \frac{I_2(p)}{I_1(p)} = \frac{pb}{p^2 a_2 + pa_1 + a_0},$$

где $I_2(p)$ и $I_1(p)$ – изображения по Лапласу вторичного тока и приведенного ко вторичной цепи первичного тока нулевой последовательности; $a_0 - a_2$, b – постоянные коэффициенты, определяемые параметрами обмоток и сердечника ТТНП.

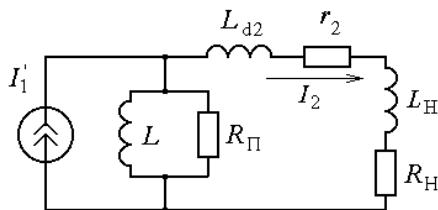


Рис. 5. Схема замещения ТТНП

В соответствии со схемой замещения ТТНП (см. рис. 5): $a_0 = R_\Pi R_2$; $a_1 = R_\Pi (L + L_2) + LR_2$; $a_2 = LL_2$; $b = R_\Pi L$; $R_2 = r_2 + R_\Pi$; $L_2 = L_{d2} + L_H$; L и R_Π – приведенные ко вторичной обмотке индуктивность намагничивания и активное сопротивление потерь ТТНП; L_{d2} и r_2 – индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки ТТНП; L_H и R_H – индуктивность и активное сопротивление нагрузки ТТНП.

Модуль $A_{\text{TTNP}}(f)$ и аргумент $\phi_{\text{TTNP}}(f)$ соответствующей комплексной передаточной функции $H_{\text{TTNP}}(j\omega)$, полученной путем формальной замены оператора p на комплексную частоту $j\omega$, представляют собой, соответственно, амплитудную и фазовую частотные характеристики. На рис. 6 приведены частотные характеристики ТТНП Бреслер-ТЗРЛ-200/1 (кривые – 1) и ТЗРЛ-30/1 (кривые – 2), на которых символами (треугольник – для Бреслер-ТЗРЛ-200/1; квадрат – для ТЗРЛ-30/1) показаны точки характеристик, полученные экспериментальным путем.

Пусть на вход ТТНП на временном интервале от 0 до τ воздействует сигнал x синусоидальной формы:

$$x = \begin{cases} \sin \omega_0 t & \text{при } 0 \leq t \leq \tau; \\ 0 & \text{при } t < 0, t > \tau. \end{cases}$$

С целью упрощения процедуры анализа и получения наглядных зависимостей, входной сигнал можно представить в виде разности двух сигналов [6]:

где

$$x = x_1 - x_2,$$

$$x_1 = \begin{cases} \sin \omega_0 t & \text{при } t \geq 0; \\ 0 & \text{при } t < 0. \end{cases}$$

$$x_2 = \begin{cases} (-1)^n \sin \omega_0(t - \tau) & \text{при } t - \tau \geq 0; \\ 0 & \text{при } t - \tau < 0. \end{cases}$$

Здесь: $\tau = \pi \cdot n / \omega_0$; n – целое число полупериодов сигнала; ω_0 – угловая частота входного сигнала.

Реакция ТТНП на входной сигнал x представляет собой разность двух сигналов:

$$y = y_1 - y_2,$$

где y_1 – реакция ТТНП на сигнал x_1 ; y_2 – реакция ТТНП на сигнал x_2 .

При воздействии на вход ТТНП сигнала x_1 изображение по Лапласу выходного сигнала определяется так:

$$y_1(p) = x_1(p) \cdot H_{\text{TTNP}}(p).$$

Здесь $x_1(p) = \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2}$ – изображение

по Лапласу входного сигнала x_1 .

Тогда

$$y_1(p) = \frac{\omega_0}{\omega_0^2 \left(\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + 1 \right)} \frac{bp}{a_0 \left(\frac{a_2}{a_0} p^2 + \frac{a_1}{a_0} p + 1 \right)}.$$

Или

$$y_1(p) = \frac{T_0}{T_0^2 p^2 + 1} \frac{b_1 p}{d_2 p^2 + d_1 p + 1}$$

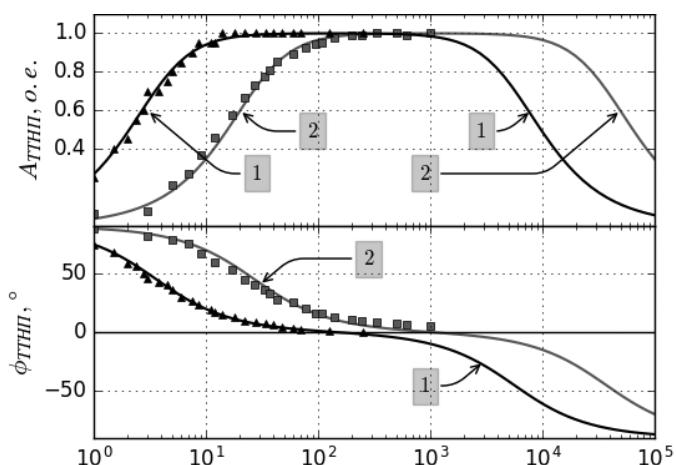


Рис. 6. Частотные характеристики ТТНП

где

$$T_0 = \frac{1}{\omega_0}; b_1 = \frac{b}{a_0} = \frac{L}{R_2}; d_2 = \frac{a_2}{a_0} = \frac{LL_2}{R_{\Pi}R_2};$$

$$d_1 = \frac{a_1}{a_0} = \frac{R_{\Pi}(L+L_2) + LR_2}{R_{\Pi}R_2} = \frac{L+L_2}{R_2} + \frac{L}{R_{\Pi}}$$

Знаменатель дроби $y_1(p)$ целесообразно представить в виде произведения простых сомножителей.

Учитывая реальное соотношение коэффициентов:

$d_1 > 2\sqrt{d_2}$, можно записать:

$$d_2 p^2 + d_1 p + 1 = (T_1 p + 1)(T_2 p + 1),$$

$$\text{где } T_{1,2} = \frac{d_1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4d_2}{d_1^2}} \right).$$

Тогда изображение выходного сигнала можно представить так:

$$y_1(p) = \frac{T_0 b_1 p}{(T_0^2 p^2 + 1)(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}.$$

Оригинал реакции ТТНП на входной сигнал $x(t)$ имеет следующий вид [7]:

$$y_1(t) = T_0 b_1 [-C \sin(\omega_0 t + \Theta) + C_1 e^{-\alpha_1 t} + C_2 e^{-\alpha_2 t}]$$

Здесь:

$$C = \frac{1}{\sqrt{(T_0^2 + T_1^2)(T_0^2 + T_2^2)}}; \quad C_1 = \frac{T_1}{(T_2 - T_1)(T_0^2 + T_1^2)};$$

$$C_2 = \frac{T_2}{(T_1 - T_2)(T_0^2 + T_2^2)}; \quad \alpha_1 = \frac{1}{T_1}; \quad \alpha_2 = \frac{1}{T_2};$$

$$\Theta = -\arctg \frac{T_1}{T_0} - \arctg \frac{T_2}{T_0} - 90^\circ$$

При воздействии на вход ТТНП сигнала x_2 будем иметь:

$$\delta = t - \tau$$

Сделав подстановку входной сигнала можно представить так:

$$x_2 = (-1)^n \sin \omega_0 \delta;$$

$$x_2(p) = \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2} (-1)^n.$$

Аналогично решению для определяется реакция:

$$y_2(\delta) = (-1)^n [-C \sin(\omega_0 \delta + \Theta) + C_1 e^{-\alpha_1 \delta} + C_2 e^{-\alpha_2 \delta}] T_0 B_1$$

$$\Theta = -\arctg \frac{T_1}{T_0} - \arctg \frac{T_2}{T_0} - 90^\circ.$$

Поскольку в защите от ОЗЗ и в автоматике ДГР важно иметь на выходе ТТНП точные мгновенные значения тока нулевой последовательности, то качество преобразования сигналов ТТНП должно характеризоваться абсолютной погрешностью преобразования мгновенных значений сигнала, т.е.

разностью:

$$\varepsilon(t) = K_{\text{TTNPI}} x(t) - y(t)$$

где K_{TTNPI} – идеальный коэффициент передачи ТТНП; $x(t)$ и $y(t)$ – входной и выходной, соответственно, сигналы ТТНП.

Для удобства анализа можно принять $K_{\text{TTNPI}} = 1$. Тогда

$$\varepsilon(t) = x(t) - y(t).$$

На временном интервале от 0 до τ будем иметь:

$$\varepsilon(t) = \sin \omega_0 t + T_0 b_1 C \sin(\omega_0 t + \Theta) -$$

$$-T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 t} - T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 t}.$$

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_1(t) + \varepsilon_2(t);$$

$$\varepsilon_1(t) = \sin \omega_0 t + K_1 \sin(\omega_0 t + \Theta);$$

$$\varepsilon_2(t) = T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 t} - T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 t},$$

$$\text{где } K_1 = T_0 b_1 C.$$

Для анализа погрешностей целесообразно использовать характеристический параметр – нижнюю граничную частоту ТТНП:

$$f_H = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{R_2}{2\pi L} =$$

$$= \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{1}{2\pi \tau_{\text{TTNPI}}}$$

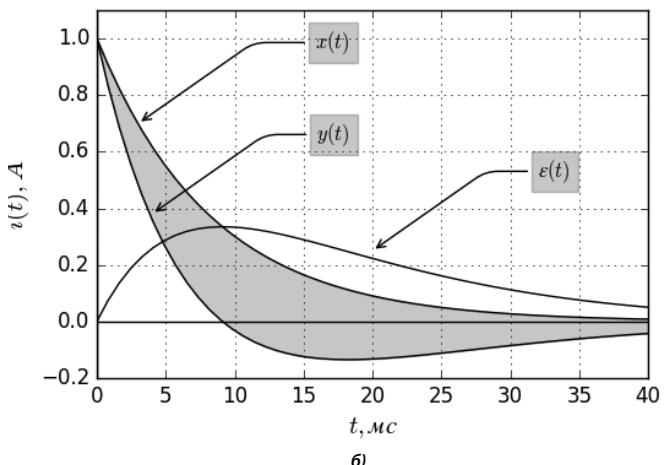
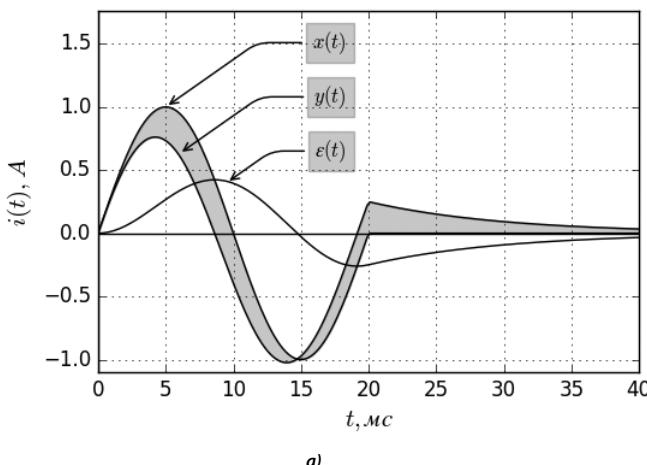


Рис. 7. Сигналы и погрешности ТТНП

или

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{TTNP}} \operatorname{tg}\varphi_H}.$$

Здесь: A_H и φ_H – допустимый относительный уровень амплитудной характеристики и допустимый фазовый сдвиг на нижней границе полосы пропускания; τ_{TTNP} – постоянная времени ТТНП.

Учитывая реальные соотношения параметров ТТНП можно принять:

$$\tau_{\text{TTNP}} = \frac{L}{R_2} = T_1.$$

Как видно, увеличение τ_{TTNP} , т.е. T_1 соответствует снижению нижней граничной частоты ТТНП.

Учитывая принятые допущения: $T_1 = \frac{L}{R_2}$ и то, что $T_2 \ll T_0$, получим:

$$K_1 = \frac{T_0 T_1}{\sqrt{(T_0^2 + T_1^2)(T_0^2 + T_2^2)}} \cong$$

$$= \frac{T_1}{\sqrt{T_0^2 + T_1^2}};$$

$$\lim_{T_1 \rightarrow \infty} K_1 = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{T_1}{\sqrt{T_0^2 + T_1^2}} = 1.$$

$$\Theta = -\operatorname{arctg} \frac{T_1}{T_0} - \operatorname{arctg} \frac{T_2}{T_0} - 90^\circ.$$

Можно принять $\frac{T_2}{T_0} = 0$, тогда

$$\lim_{T_1 \rightarrow \infty} \Theta = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \left(-\operatorname{arctg} \frac{T_1}{T_0} \right) - \frac{\pi}{2} = -\pi.$$

Таким образом, увеличение T_1 вызывает снижение ε_1 :

$$\lim_{T_1 \rightarrow \infty} \varepsilon_1 = 0.$$

Следовательно, можно констатировать, что расширение полосы рабочих частот ТТНП в область низких

частот вызывает снижение периодической составляющей погрешности ТТНП.

С учетом допущений, принятых ранее, для апериодической составляющей погрешности имеем:

$$\begin{aligned} \varepsilon_2 &= -\frac{T_0 T_1^2}{(T_2 - T_1)(T_0^2 + T_1^2)} e^{-\alpha_1 t} - \\ &- \frac{T_0 T_1 T_2}{(T_1 - T_2)(T_0^2 + T_2^2)} e^{-\alpha_2 t} = \\ &= \frac{T_0 T_1}{T_0^2 + T_1^2} e^{-\alpha_1 t} - \frac{T_2}{T_0} e^{-\alpha_2 t}. \end{aligned}$$

При реальных параметрах ТТНП $\alpha_2 \gg \alpha_1$. Поэтому вторая экспонента затухает значительно быстрее и погрешность ε_2 через несколько десятков микросекунд после начала процесса определяется, в основном, экспонентой: $K_2 e^{-\alpha_1 t}$, где

$$K_2 = \frac{T_1 T_0}{T_1^2 + T_0^2};$$

$$\lim_{T_1 \rightarrow \infty} K_2 = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{T_0}{2T_1} = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{0}{2} = 0.$$

Как видно, увеличение T_1 (что эквивалентно снижению нижней граничной частоты ТТНП) вызывает уменьшение начального значения первой экспоненциальной составляющей погрешности. Вторая экспоненциальная составляющая погрешности определяется, в основном, величиной T_2 и, практически, не зависит от T_1 .

После исчезновения входного сигнала при $t = \tau$ сигнал на выходе ТТНП не исчезает мгновенно. Это вызывает возникновение погрешности преобразования при $t > \tau$:

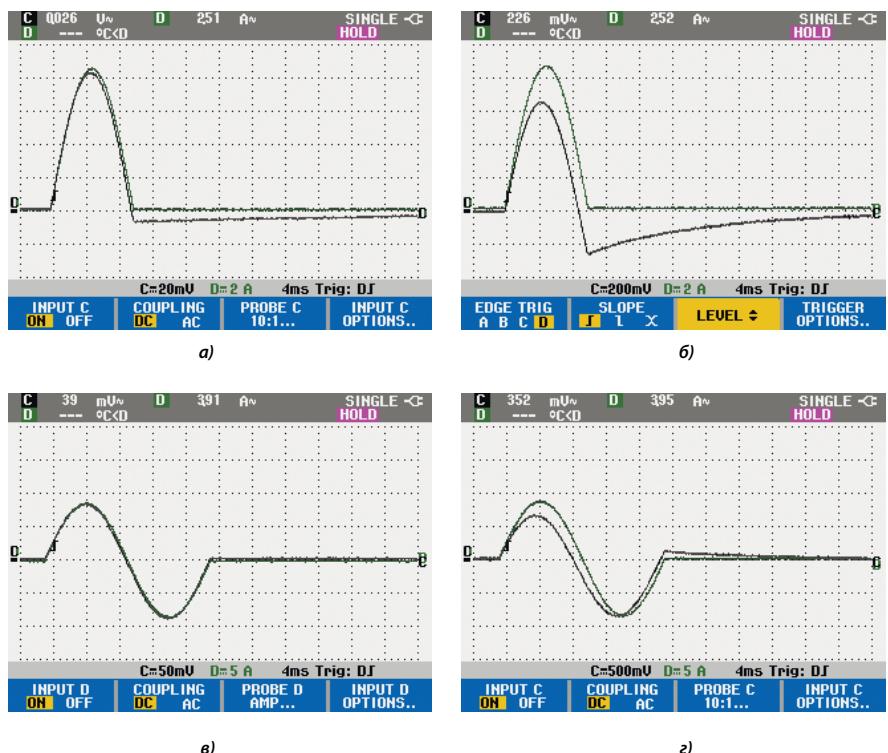


Рис. 8. Осциллограммы прохождения тока нулевой последовательности через ТТНП Брюэль-ТЗПЛ-200/1 (а, в) и ТЗПЛ-30/1 (б, г)



$$\begin{aligned}\varepsilon_{\tau} = & T_0 b_1 C \sin(\omega_0 t + \Theta) - T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 t} - \\& - T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 t} + \\& + (-1)^n \left[-T_0 b_1 C \sin(\omega_0 \delta + \Theta) + \right. \\& \left. + T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 \delta} + T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 \delta} \right].\end{aligned}$$

При $\delta = 0$ погрешность ε_{τ} равна ε_1 для момента времени τ , т.е. при $t = \tau$ периодическая составляющая $T_0 b_1 C \sin(\omega_0 t + \Theta) - T_0 b_1 C \sin(\omega_0 \delta + \Theta) = 0$. Таким образом, погрешность ε_{τ} определяется суммой экспонент:

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\tau} = & -T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 t} - T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 t} + \\& + T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 \delta} + T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 \delta}.\end{aligned}$$

К моменту $t = \tau$ можно принять $-T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 t} = 0$, т.к. коэффициент α_2 – велик по сравнению с продолжительностью наблюдаемого процесса. Тогда:

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\tau} = & -T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 t} - \\& - T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 \delta} + T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 \delta}.\end{aligned}$$

Зависимость ε_{τ} от T_1 аналогична зависимости ε_2 от T_1 , т.е. чем больше T_1 , тем меньше начальное значение экспоненты $T_0 b_1 C_1$.

Кроме этого, на основе изложенного подхода получены выражения, описывающие прохождение через ТТНП сигналов экспоненциальной формы.

Графические изображения сигналов и погрешностей, характеризующие прохождение сигнала синусоидальной формы (один период 50 Гц) и экспоненциальной формы (с коэффициентом затухания 50 с⁻¹) через ТТНП, показаны на рис. 7. Как видно, ТТНП типа ТЗРЛ-30 передает сигналы со значительными погрешностями.

Для проверки адекватности по-

строенных математических моделей прохождения сигналов через ТТНП исследуемому процессу проведен сравнительный анализ результатов, полученных путем теоретического анализа и экспериментальным путем. На рис.8 показаны картины процессов, полученные экспериментальным путем.

Разброс характеристик, полученных разными способами, не превышает 10 %. Результаты экспериментальных исследований подтвердили теоретические модели прохождения сигналов через ТТНП и правомерность принятых при разработке этих моделей ограничений и допущений.

Выводы

1. В защитах от ОЗЗ и автоматике управления ДГР необходимо обеспечивать неискажающее преобразование токов нулевой последовательности не только в стационарных (установившихся), но и в переходных режимах. Для оценки и нормирования точности преобразования должны использоваться динамические характеристики ТТНП. Наиболее полное представление о динамических свойствах ТТНП дают частотные характеристики. Для практического использования целесообразно применять характеристические параметры частотных характеристик – полосу пропускания и, соответственно, нижнюю и верхнюю граничные частоты полосы пропускания.

2. Проведен анализ наиболее вероятных входных сигналов ТТНП во временной и частотной областях. Показано, что подавляющая часть энергии этих сигналов сосредоточена в диапазоне частот от 0 до 200 Гц. Причем, наиболее существенное значение имеют составляющие сигналов на частотах, близких к нулевой частоте.

3. Исследовано влияние параметров ТТНП на их динамическую точ-

ность. Установлено, что приемлемая точность преобразования (степень линейных искажений) тока нулевой последовательности ТТНП достигается при нижней граничной частоте полосы пропускания ТТНП не более 0,2 Гц. Динамическая точность ТТНП с небольшими коэффициентами трансформации (например, ТЗРЛ-30/1) и нижней граничной частотой более 0,2 Гц не удовлетворяют требованиям новых систем релейной защиты и автоматики по критерию неискажающей передачи первичных токов нулевой последовательности.

4. Обоснована необходимость снижения нижней граничной частоты ТТНП для микропроцессорных защит и автоматики до 0,2 Гц, что может быть достигнуто, например, за счет увеличения коэффициента трансформации путем увеличения количества витков вторичной обмотки ТТНП.

Литература:

1. Трансформаторы и фильтры напряжения и токов нулевой последовательности // Сирота И.М. – Киев: Наук. Думка. – 1983. – 268 с.
2. Ванин В.К., Павлов Г.М. Релейная защита на элементах вычислительной техники. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 336 с.
3. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – изд. 4-е. – М.: Физматгиз. – 1962. – 236 с.
4. Конторович М.И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. М.-Л.: Государственное издательство технико-теоретической литературы. – 1949. – 214 с.
5. Булычев А.В., Ванин В.К. Исследование частотных характеристик трансформаторов тока // Энергетика (Изв. высш. учеб. заведений). – 1987. – №8. – С. 16–21.
6. Булычев А.В., Алюнов А.Н., Гуляев В.А. Прохождение сигналов релейной защиты через электромагнитные трансформаторы тока. – Электричество. – 2004. – №7. – С. 29–33.
7. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Машиностроение. – 1982. – 504 с.