

Измерение токов в защитах от однофазных замыканий на землю и в автоматике управления дугогасящими реакторами

БУЛЫЧЕВ А. В., ДЕМЕНТИЙ Ю.А., ПРЯНИКОВ В.С.

Выполнен анализ работы трансформатора тока нулевой последовательности как инерционного звена, в том числе выведена передаточная функция по схеме замещения трансформатора тока. Приведены осцилограммы 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 – осцилограммы 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.

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, необходимо регистрировать не статическую величину (например, действующее значение тока), а процесс

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 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 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.

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

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]

и не могут быть использованы в цифровых устройствах защиты и автоматики в качестве полноценных датчиков тока нулевой последовательности из-за малой динамической точности.

В статье выполнен 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.

При стационарных ОЗЗ ток нулевой последовательности имеет вид гармонической функции или суммы нескольких гармонических функций, амплитуды которых могут изменяться (рис. 1, а). При нестационарных (перемежающихся и других) ОЗЗ ток нулевой последовательности, как правило, имеет форму экспоненты (рис. 1, б), гармонической или полигармонической функции, амплитуды которой уменьшаются по экспоненциальному закону (рис. 1, в).

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

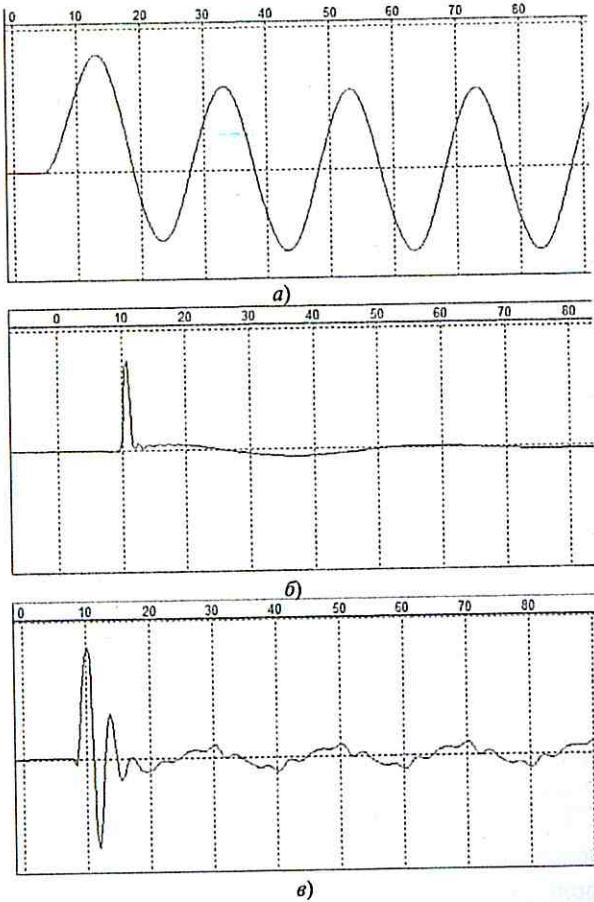


Рис. 1. Формы тока нулевой последовательности при устойчивом (а) и неустойчивых (б, в) ОЗЗ

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

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

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

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	$\delta(t)$	$X_{mk} = \beta_k, \beta_k \rightarrow \infty, \omega_k = 0, \varphi_k = 0, k = 1$

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

Примем вид гармонического сигнала в интервале наблюдения от $t=0$ до $t=\tau$:

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

Здесь ω_0 – угловая частота сигнала.

Тогда амплитудный спектр этого сигнала:

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

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

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

где n – количество полупериодов сигнала на интервале наблюдения.

Трехмерные графики спектральных плотностей этого гармонического сигнала с частотой 50 Гц при различных интервалах наблюдения показаны на рис. 2.

Спектральная плотность сигнала экспоненциальной формы:

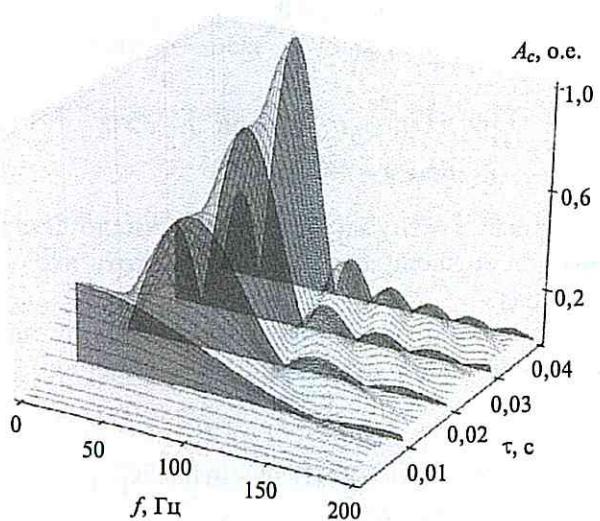


Рис. 2. Спектральная плотность гармонического сигнала с частотой 50 Гц при различных интервалах наблюдения

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

с учетом длительности наблюдения:

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

где β – коэффициент затухания.

Амплитудный спектр этого сигнала при разной продолжительности наблюдения показан на рис. 3. 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 приближенно судить о ее распределении в частотной области.

Как видно из рис. 2 и 3, подавляющая часть энергии гармонического сигнала с частотой 50 Гц и сигнала экспоненциальной формы с коэффициентом затухания 50 с^{-1} при непродолжительных интервалах наблюдения, соответствующих 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

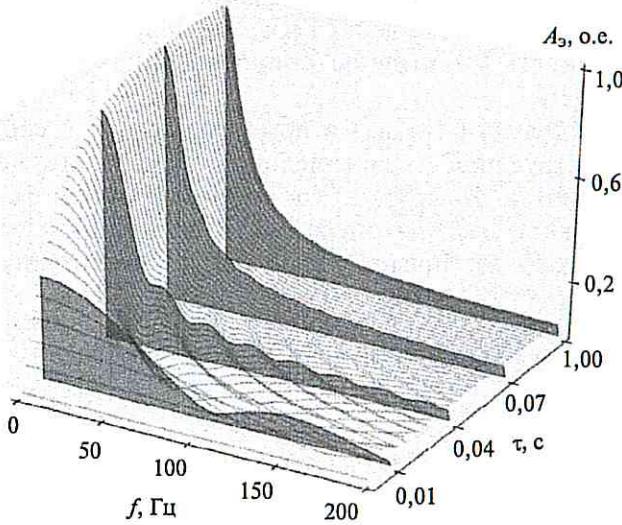


Рис. 3. Спектральная плотность сигнала экспоненциальной формы ($\beta = 50 \text{ с}^{-1}$) при разной продолжительности наблюдения

спектре сигнала имеется 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 до 20 кГц при использовании в релейной защите и автоматике, электромагнитный ТТНП можно представить Г-образной схемой замещения (рис. 4) и соответствующей передаточной функцией [5]:

$$H_{\text{ТТНП}}(p) = \frac{I_2(p)}{I'_1(p)} = \frac{pb}{p^2 a_2 + pa_1 + a_0},$$

где $I_2(p)$ и $I'_1(p)$ – изображения по Лапласу вторичного тока и тока, приведенного к вторичной цепи первичного тока нулевой последовательности; $a_0 \div a_2$, b – постоянные коэффициенты, определяемые параметрами обмоток и сердечника ТТНП.

В соответствии со схемой замещения ТТНП (рис. 4): $a_0 = R_\Pi R_2$; $a_1 = R_\Pi(L + L_2) + LR_2$; $a_2 = LL_2$; $b = R_\Pi L$; $R_2 = r_2 + R_H$; $L_2 = L_{d2} + L_H$; 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 ($A_{\text{ТТНП}}$) и аргумент ($\varphi_{\text{ТТНП}}$) соответствующей комплексной передаточной функции $H_{\text{ТТНП}}(j\omega)$, полученной путем формальной замены оператора p на комплексную частоту $j\omega$, представляют собой амплитудную

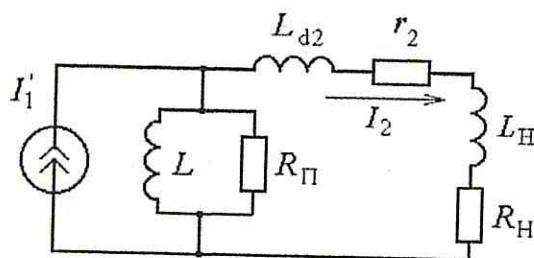


Рис. 4. Схема замещения ТТНП

и фазовую частотные характеристики. На рис. 5 приведены частотные характеристики ТТНП ТЗРЛ-30/1 (кривые 2) и Блер-ТЗРЛ-200/1 (кривые 1), на которых с волами (квадрат – для ТЗРЛ-30/1, треугольник – для Бреслер-ТЗРЛ-200/1) показаны кривые характеристик, полученные экспериментальным путем.

Аттнп, о.е.

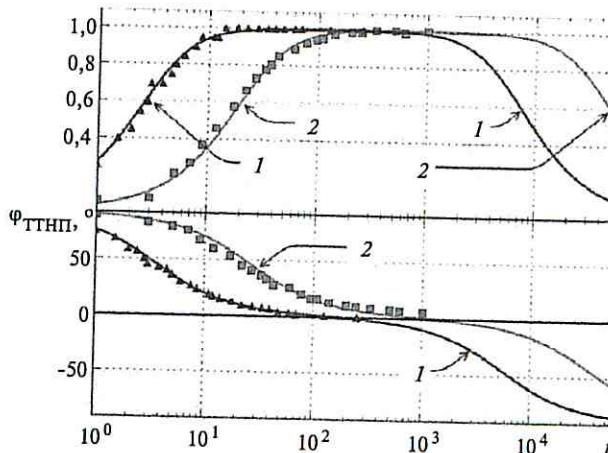


Рис. 5. Частотные характеристики ТТНП

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

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

Для упрощения анализа и получения наглядных зависимостей входной сигнал может представить в виде разности двух сигналов [6]

$$x_1 - x_2,$$

где

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

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

Здесь: $\tau = \pi n / \omega_0$; 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 на сигнал x_2 .

При воздействии на вход ТТНП сигнала x изображение по Лапласу выходного сигнала:

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

Здесь $x_1(p) = \frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2}$ – изображение по Лапласу входного сигнала x_1 .

Тогда

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

Представив знаменатель дроби $y_1(p)$ в виде произведения простых сомножителей и сделав корректировочные допущения с учетом реальных соотношений параметров ТТНП, получим изображение выходного сигнала:

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

Оригинал реакции ТТНП на входной сигнал x_1 [7]:

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

где T_0, T_1, T_2 – постоянные коэффициенты, определяемые параметрами ТТНП и сигнала.

Здесь:

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

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

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

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

При воздействии на вход ТТНП сигнала x_2

$$y_2(p) = x_2(p)H_{\text{ТТНП}}(p).$$

Сделав подстановку $\delta = t - \tau$ получим выражения для выходного сигнала:

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

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

Аналогично решению для y_1 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 защитах от ОЗЗ и автоматике дугогасящих реакторов важно иметь на выходе ТТНП точные мгновенные значения тока нулевой последовательности, то качество преобразования сигналов ТТНП должно характеризоваться абсолютной погрешностью преобразования мгновенных значений сигнала, то есть разностью

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

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

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

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

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

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

Учитывая реальные соотношения параметров ТТНП, можно принять:

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

Как видно, увеличение $\tau_{\text{ТТНП}}$, то есть T_1 , соответствует снижению нижней граничной частоты ТТНП.

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

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

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

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

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

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

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:

$$\varepsilon_2 = -\frac{T_0 T_1^2}{(T_2 - T_1)(T_0^2 + T_2^2)} e^{-\alpha_1 t} -$$

$$-\frac{T_0 T_1 T_2}{(T_1 - T_2)(T_0^2 + T_2^2)} e^{-\alpha_2 t} =$$

$$= \frac{T_0 T_1}{T_0^2 + T_2^2} e^{-\alpha_1 t} - \frac{T_2}{T_0} e^{-\alpha_2 t}.$$

При реальных параметрах ТТНП $\alpha_2 >> \alpha_1$. 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 приводит к погрешности преобразования при $t > \tau$:

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

При $\delta = 0$ погрешность ε_τ равна ε_1 для момента времени τ , то есть 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

$$\varepsilon_\tau = -T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 t} - T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 t} + T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 \delta} + i(t), \text{ A}$$

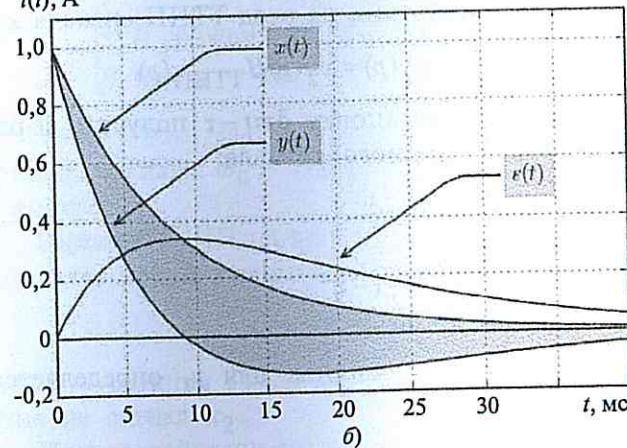
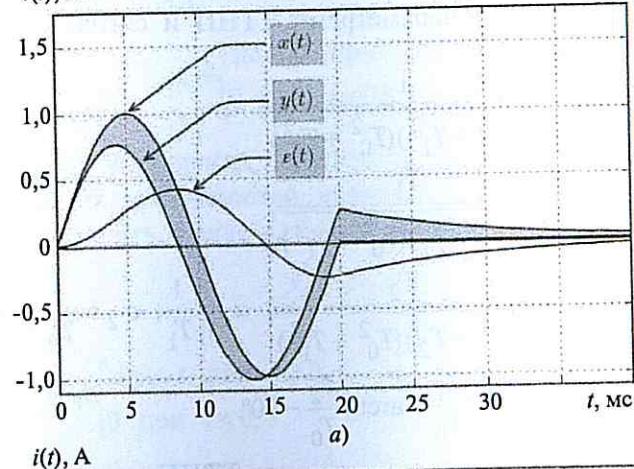


Рис. 6. Сигналы и погрешности ТТНП

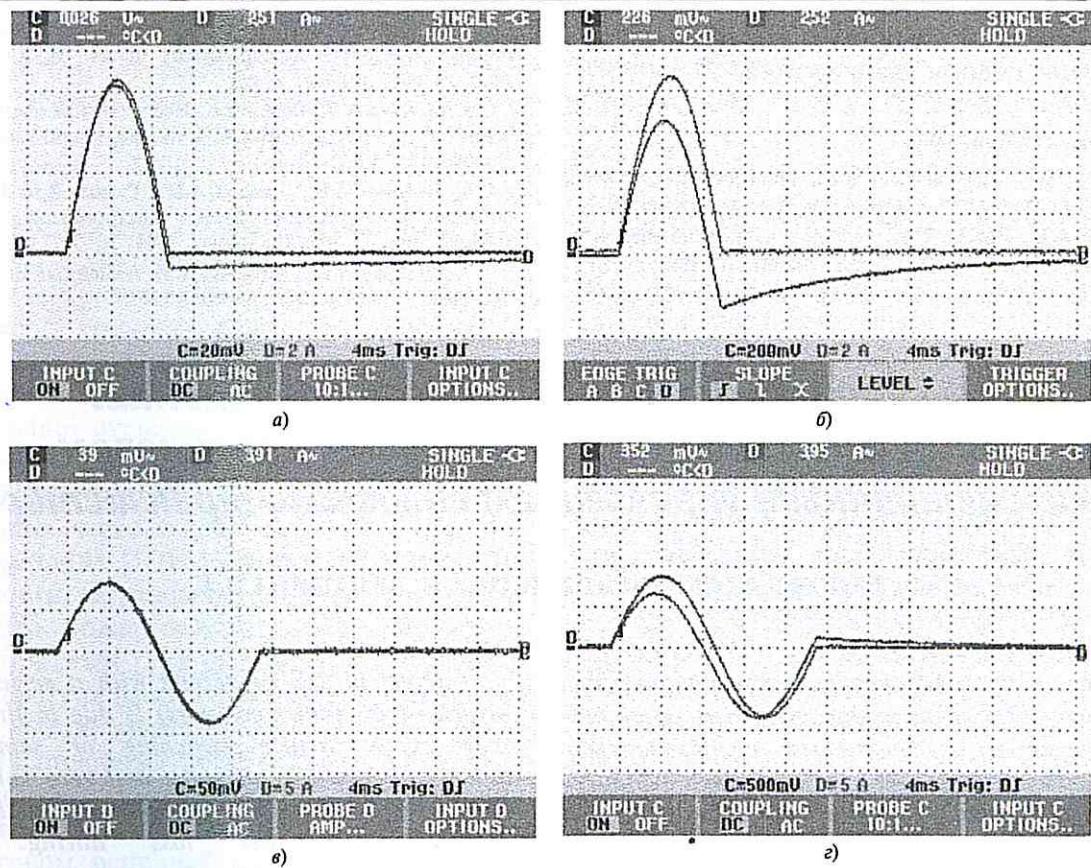


Рис. 7. Осциллограммы тока нулевой последовательности в ТТНП Бреслер-ТЗРЛ-200/1 (а, в) и ТЗРЛ-30/1 (б, г)

$$+T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 \delta}.$$

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

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

Зависимость ε_τ от T_1 аналогична зависимости ε_2 от T_1 , то есть чем больше T_1 , тем меньше начальное значение экспоненты $T_0 b_1 C_1$.

На основе изложенного подхода также 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. 6. Как видно, ТТНП типа ТЗРЛ-30 передает сигналы со значительными погрешностями.

Для проверки адекватности построенных математических моделей прохождения сигналов через ТТНП исследуемому процессу был

проведен сравнительный анализ результатов, полученных теоретическим анализом и экспериментальным путем. На рис. 7 приведены 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.

Вывод

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.

Список литературы

1. Сирота И.М. Трансформаторы и фильтры напряжения и тока нулевой последовательности. Киев: Наукова Думка, 1983.
2. Ванин В.К., Павлов Г.М. Релейная защита на элементах вычислительной техники. Л.: Энергоатомиздат, 1991.
3. Харкевич А.А. Спектры и анализ. М.: Физматгиз, 1962.
4. Конторович М.И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. М.-Л.: Гос. изд-во техн.-теорет. лит-ры, 1949.
5. Булычев А.В., Ванин В.К. Исследование частотных характеристик трансформаторов тока // Изв. высш. учеб. заведений. Энергетика. 1987. № 8.
6. Булычев А.В., Алонов А.Н., Гуляев В.А. Прохождение сигналов релейной защиты через электромагнитные трансформаторы тока // Электричество. 2004. № 7.
7. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. М.: Машиностроение, 1982.

Преобразователь постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором и несимметричным управлением силовыми транзисторами¹

БЕЛОВ Г.А., СЕРЕБРЯННИКОВ А.В., ГАЛАНИНА Н.А.

Интерес к преобразователям постоянного напряжения (ППН) с последовательным резонансным инвертором (резонансным преобразователем) обусловлен тем, что в них легко реализуются переключения полупроводниковых приборов при нулевом токе и нулевом напряжении на приборе. Это позволяет существенно уменьшить потери мощности на переключения полупроводниковых приборов, реализовать работу ППН на более высоких частотах при высоком КПД. В литературе рассмотрены различные схемы резонансных преобразователей, приведены результаты экспериментальных исследований. Однако теория подобных преобразователей развита недостаточно, теоретические исследования проводятся приближенными методами, например методом основной гармоники. В статье описан принцип работы силовой части преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором и несимметричным управлением в режиме прерывистого тока, когда частота переключений меньше резонансной частоты LC-контура. Описаны особенности симметричного и несимметричного управления силовыми транзисторами инвертора, когда формируются двухполлярные импульсы тока на половине периода переключений. Предложен алгоритм несимметричного управления транзисторами, представлена схема реализации этого алгоритма на дискретных компонентах в виде виртуальной модели в среде Matlab-Simulink. Приведены результаты моделирования переходного процесса и установившегося режима, другие зависимости. Выполнено сравнение полученных характеристик с теоретическими, построенными по аналитическим соотношениям.

Interest in DC converters with a series resonant inverter (resonant converters) is due to the fact that they easily realize switching of semiconductor devices at zero current value and zero voltage value on the device. This makes it possible to significantly reduce the power loss during switching semiconductor devices, to realize the work of DC-DC converter at higher frequencies with high efficiency. In the foreign literature many circuits of resonant converters are described, many results of their experimental studies are given. However, the theory of such converters is not sufficiently developed, theoretical studies are conducted by approximate methods, for example, by the fundamental harmonic method. The article describes the operating principle of the power part of DC-DC converter with a series resonant inverter with asymmetrical control in the discontinuous conduction mode (DCM), when the switching frequency is less than the resonant frequency of the LC circuit. The features of symmetrical and asymmetrical control of inverter's power transistors are described, when bipolar current pulses are formed in half of the switching period. An algorithm for asymmetrical control of transistors is proposed, a scheme for implementing this algorithm on discrete components in the form of a virtual model in the Matlab-Simulink environment is presented. The results of modelling (transient and steady-state conditions, external characteristics and other dependencies), as well as the results of comparison of the taken and theoretical (constructed from analytical relationships) characteristics are presented.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 15-48-02189-р_поволжье_а.