



**PS1 – S3-07**



## **Требования к первичным преобразователям сигналов для релейной защиты нового поколения**

**А.В. БУЛЫЧЕВ, А.А. НАВОЛОЧНЫЙ, Г.С. НУДЕЛЬМАН**

**ОАО «ВНИИР»**

**Россия**

[vniir@vniir.ru](mailto:vniir@vniir.ru)

### **КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА**

Релейная защита, первичные преобразователи сигналов, частотные характеристики, сигналы релейной защиты.

### **1 ВВЕДЕНИЕ**

Новый исторический этап развития релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем характеризуется широким применением цифровых технических средств, обладающих, практически, неисчерпаемыми вычислительными возможностями. В условиях, когда создаются интеллектуальные сети (Smart Grid), «цифровые подстанции» и цифровые средства релейной защиты нового поколения становится особенно актуальной задача обеспечения цифровых средств достоверной информацией о первичных контролируемых ими процессах. Поэтому исследования характеристик сигналов, используемых релейной защитой, и свойств первичных преобразователей, должны стать научно-технической основой создания первичных преобразователей нового поколения.

### **2 ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ**

Принципы действия большинства устройств защиты таковы, что они должны реагировать на токи и напряжения (или использовать их для косвенного определения других параметров). Измерение и преобразование этих первичных входных величин к виду, приемлемому для обработки цифровыми устройствами, должно вестись как в нормальных, так и в аварийных режимах. Причем, для реализации вновь создаваемых систем релейной защиты, на основе новых алгоритмов, важно иметь в цифровых устройствах защиты неискаженную информацию о токах и напряжениях в первичных цепях контролируемых объектов. Поскольку по своей природе эти сигналы аналоговые, то требования к первичным преобразователям сигналов целесообразно рассмотреть на основе аналогового подхода.

Наиболее интенсивные изменения входных сигналов вызывают короткие замыкания (КЗ). Ток в цепи короткого замыкания, как правило, содержит апериодические составляющие, периодическую составляющую промышленной частоты, ряд составляющих высших гармоник и свободные колебательные составляющие, частота которых определяется параметрами цепи КЗ.

В большинстве случаев, применительно к релейной защите, можно не учитывать некоторые апериодические и свободные колебательные составляющие и представить ток КЗ в виде следующей суммы:

$$i_K(t) = I_a e^{-\frac{t}{\tau}} + I_{(1)} \cos(\omega t - \psi_1) + \\ + I_{(2)} \cos(2\omega t - \psi_2) + I_{(3)} \cos(3\omega t - \psi_3) + \dots,$$

где  $I_a$  – начальное значение основной аperiodической составляющей тока КЗ;  $\tau = \frac{L_K}{R_K}$  –

постоянная времени цепи КЗ;  $L_K$  и  $R_K$  – индуктивность и активное сопротивление цепи КЗ;  $I_{(1)}$ ,  $I_{(2)}$ ,  $I_{(3)}$  – амплитуды периодических составляющих тока КЗ первой, второй и третьей гармоник;  $\omega$  – угловая частота периодической составляющей тока первой гармоники;  $\psi_1, \psi_2, \psi_3$  – углы, характеризующие фазы соответствующих составляющих тока в момент возникновения КЗ.

Напряжение в месте установки защиты, так же как и ток в цепи КЗ, может содержать аperiodические составляющие и ряд периодических и свободных колебательных составляющих с различными частотами.

Приняв во внимание все изложенное выше, можно составить обобщенную математическую модель входных сигналов устройств релейной защиты. Ей может служить математическое выражение следующего вида:

$$x(t) = \sum_{l=1}^m X_{0l} e^{-\beta_{0l} t} + \sum_{k=1}^n X_{mk} \cos(\omega_k t - \psi_k),$$

где  $X_{0l}, \beta_{0l}$  – соответственно, начальное значение и коэффициент затухания аperiodической составляющей сигнала с номером  $l$  в диапазоне от 1 до  $m$ ;  $X_{mk}, \psi_k, \omega_k$  – амплитуда, начальная фаза и частота  $k$ -той составляющей сигнала. Причем, в общем случае частота отдельных периодических составляющих сигнала может быть не кратна основной частоте.

Представление об амплитудных значениях периодических и начальных уровнях аperiodических составляющих входных сигналов устройств защиты можно получить на основе следующих рассуждений.

В большинстве случаев защиты контролируют токи объектов от максимального тока холостого хода (обычно принимается равным 0,1 номинального тока), до максимально возможного ударного тока КЗ [1, 2]. Установившееся значение тока внешнего короткого замыкания современных генераторов обычно превышает номинальный ток в 6-7 раз, а ударный ток при наличии в нем аperiodической составляющей может превышать номинальный в 10-15 раз. Учитывая возможность насыщения магнитопроводов [3], следует ориентироваться на изменение тока в защищаемых цепях в 150-200 раз.

Напряжение, как правило, контролируется защитами в более узком диапазоне. В электрических сетях обычно не допускается повышение напряжения выше 1,4 номинального. Минимальное контролируемое напряжение в большинстве случаев составляет 0,05 номинального значения. Таким образом, динамический диапазон изменения напряжения составляет 25-30. Следует отметить, что некоторые переходные процессы сопровождаются значительно большими всплесками напряжения до 3-4 кратных значений относительно номинального, но они, как правило, имеют кратковременный характер и для их контроля применяются специальные преобразователи напряжения.

В принципе существует два способа описания сигналов. Первый способ основан на математическом представлении сигнала в виде  $y = x(t)$ , где независимая переменная  $t$  – время. Этот подход был использован выше. Математическое представление сигнала по второму способу имеет вид  $y = x(\omega)$ , где независимая переменная  $\omega$  – частота. Эти две формы представления сигнала связаны друг с другом преобразованием Фурье [4, 5].

При решении практических задач функция времени  $x(t)$  обычно бывает определена только при  $t > 0$ . При  $t < 0$  принимают  $x(t) = 0$ . Спектр сигнала в этом случае находится с помощью одностороннего преобразования Фурье:

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

Можно определить спектры некоторых распространенных сигналов, пользуясь преобразованием Фурье [1, 4].

Пусть имеется экспоненциальный сигнал:

$$x(t) = \begin{cases} e^{-\beta t} & \text{при } t \geq 0; \\ 0 & \text{при } t < 0, \end{cases}$$

где  $\beta$  – коэффициент затухания.

Тогда:

$$X(j\omega) = \int_0^{\infty} e^{-\beta t} \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\beta + j\omega}.$$

Модуль и аргумент этой функции дают, соответственно, спектр амплитуд и спектр фаз сигнала (рис.1):

$$S(\omega) = |X(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + \omega^2}};$$

$$\theta(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{\beta}.$$

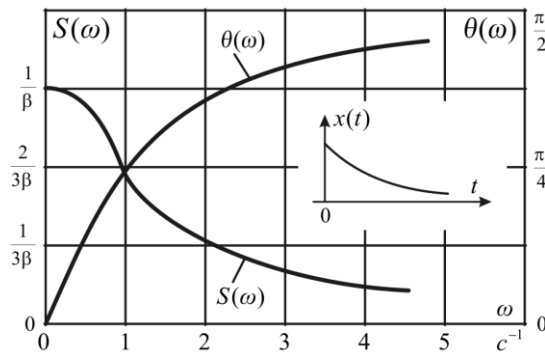


Рис. 1: Спектры сигнала, имеющего форму экспоненты

Как видно, амплитудный спектр имеет вид убывающей функции, максимальное значение которой соответствует нулевой частоте. Это означает, что большая часть энергии сигнала, несущей информацию о процессе, сосредоточена в частотном диапазоне вблизи нулевой частоты.

Прямоугольный импульс во временной области:

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < t < t_1; \\ 0 & \text{при } t > 0 \text{ и } t > t_1. \end{cases}$$

В частотной области будем иметь:

$$X(j\omega) = \int_0^{t_1} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega} (1 - e^{-j\omega t_1}) = \left[ \frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega t_1}{2} \right] e^{-j\frac{\omega t_1}{2}}.$$

Амплитудный спектр равен:

$$S(\omega) = \left| \frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega t_1}{2} \right|.$$

Фазовый спектр определяется следующим образом:

$$\theta(\omega) = \frac{\omega t_1}{2} \text{ при } 0 < \omega < \frac{2\pi}{t_1};$$

$$\theta(\omega) = \frac{\omega t_1}{2} - \pi \text{ при } \frac{2\pi}{t_1} < \omega < \frac{4\pi}{t_1} \text{ и т.д.}$$

На рис.2 показаны спектры прямоугольного импульса конечной длительности.

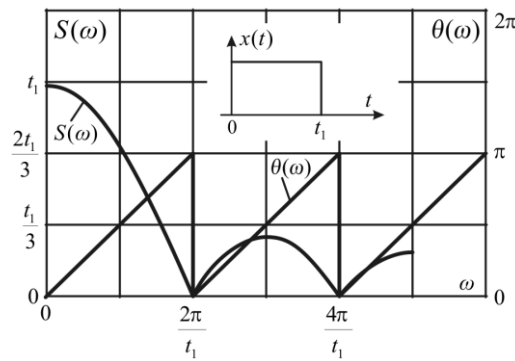


Рис. 2: Спектры сигнала, имеющего форму прямоугольника

С увеличением длительности импульса его амплитудный спектр группируется все в более узкой области вблизи нулевой частоты, а его значение возрастает, стремясь в пределе к бесконечности.

В пределе при  $t \rightarrow 0$  прямоугольный импульс конечной продолжительности превращается в единичную импульсную функцию. В этом случае спектр равен:

$$X(j\omega) = \lim_{t \rightarrow 0} \frac{\sin \frac{\omega t_1}{2}}{\frac{\omega t_1}{2}} e^{j\frac{\omega t_1}{2}} = 1.$$

Это означает, что единичная импульсная функция имеет сплошной спектр, который выражается постоянной величиной и, следовательно, простирается до бесконечности по всей шкале частот без затухания.

Впрочем, по условиям работы защиты наблюдение за реальным процессом в контролируемой цепи ведется на протяжении определенного промежутка времени с момента появления сигнала до текущего момента  $\tau$ . В этом случае спектр сигнала вычисляется так:

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

Практический интерес вызывает вычисление спектра сигнала, представляющего собой сумму ряда составляющих. Учитывая линейность преобразования Фурье, спектр этого сигнала можно определить как сумму спектров его отдельных составляющих. Поэтому, в соответствии с изложенным подходом, можно определить спектры отрезков экспоненциальной и косинусоидальной функций, а затем – совокупный спектр.

Сигнал экспоненциальной формы

$$x(t) = \begin{cases} e^{-\beta t} n p u & 0 \leq t \leq \tau; \\ 0 & n p u \quad t < 0 \text{ и } t > \tau. \end{cases}$$

имеет сплошной спектр:

$$X(j\omega) = \frac{1 - e^{(\beta + j\omega)\tau}}{\beta + j\omega} = G + jQ.$$

Для амплитудного и фазового спектров имеем:

$$S(\omega) = \sqrt{G^2 + Q^2}; \quad \Theta(\omega) = \arctg \frac{Q}{G},$$

где

$$G = \frac{\beta(1 - e^{-\beta\tau} \cos \omega\tau) + \beta e^{-\beta\tau} \sin \omega\tau}{\beta^2 + \omega^2};$$

$$Q = \frac{\omega(1 - e^{-\beta\tau} \cos \omega\tau) - \omega e^{-\beta\tau} \sin \omega\tau}{\beta^2 + \omega^2}.$$

При наиболее вероятных значениях  $\beta$  ( $5\text{с}^{-1} < \beta < 50\text{с}^{-1}$ ) амплитудный спектр, практически, не изменяется при изменении времени наблюдения (обычно  $\tau > 0,01\text{ с}$ ) и определяется, главным образом, коэффициентом затухания  $\beta$ .

Можно определить спектр сигнала в виде отрезка косинусоидальной функции, амплитуда которой равна  $I$ :

$$x(t) = \begin{cases} \cos \Omega t & \text{при } 0 \leq t \leq \tau; \\ 0 & \text{при } t < 0 \text{ и } t > \tau, \end{cases}$$

где  $\Omega$  – частота сигнала.

Наблюдая за сигналом целое число периодов колебаний, будем иметь следующий спектр:

$$X(j\omega) = \frac{j\omega}{\Omega^2 - \omega^2} \left( 1 - e^{-\frac{j\omega}{\Omega} 2\pi n} \right),$$

где  $n$  – целое число периодов косинусоиды, наблюдаемое за время  $\tau$ .

Амплитудный спектр этого сигнала равен:

$$S(\omega) = \left| \frac{\omega}{\Omega^2 - \omega^2} 2 \sin \left( \frac{\omega}{\Omega} \pi n \right) \right|.$$

Амплитудный спектр сигнала, имеющего вид отрезка косинусоидальной функции, существенно зависит от времени наблюдения и по мере увеличения  $n$  группируется все в более узкой области частот вблизи  $\Omega$ .

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  $|S(\omega)|$ . Следовательно, по виду функции  $|S(\omega)|$ , не вычисляя строго энергию сигнала, можно приближенно судить о ее распределении в частотной области. Так, подавляющая часть энергии сигналов, наиболее близких по форме к реальным, сосредоточена в диапазоне частот от 0 до 500 Гц (рис.3).

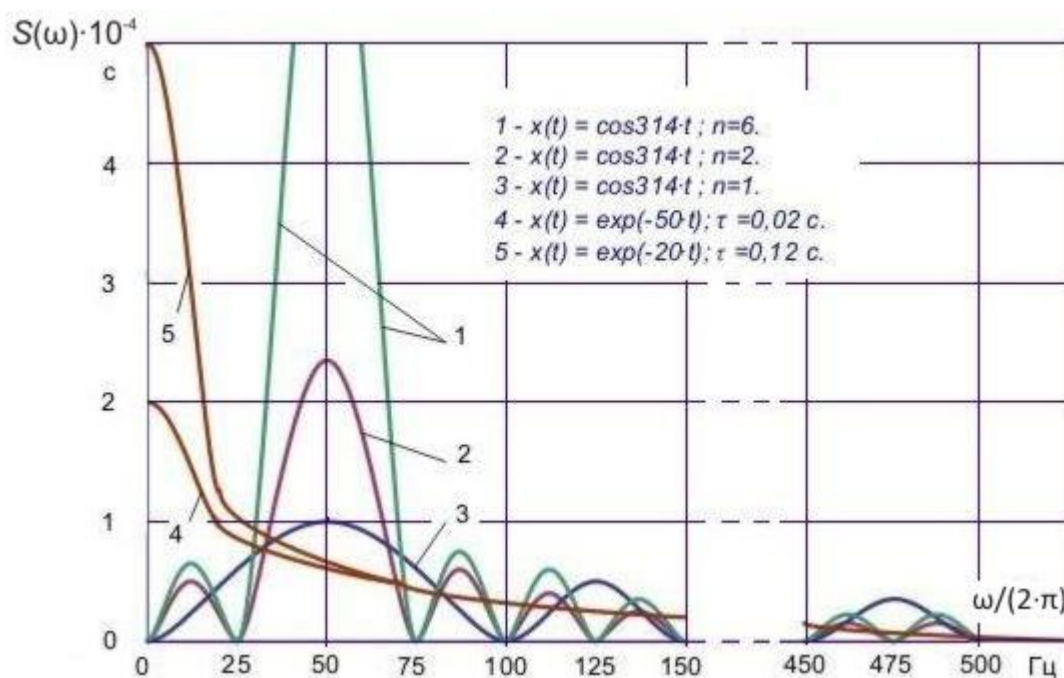


Рис. 3: Спектры сигналов различной формы

Однако следует заметить, что с уменьшением времени наблюдения за сигналом (что соответствует повышению быстродействия защит) его амплитудный спектр расширяется и

становится более однородным. Следовательно, для более быстродействующих защит, которые, несомненно, появятся в будущем, необходимы первичные преобразователи сигналов с еще более широким рабочим частотным диапазоном, обеспечивающим неискажающую передачу сигналов.

Все это необходимо учитывать при формировании требований к преобразователям информации для систем релейной защиты. Например, передача и преобразование сигналов в быстродействующих защитах будут осуществляться с минимальными потерями информации, если в них будут использованы элементы, рабочий диапазон которых включает в себя частоты от 0 до 500 Гц. Для защит, реагирующих только на периодическую составляющую сигнала и действующих с выдержкой времени, можно использовать преобразователи информации с более узким рабочим частотным диапазоном.

Можно привести наглядные примеры прохождения сигналов релейной защиты через наиболее распространенные в настоящее время электромагнитные трансформаторы тока (ТТ) с линейными свойствами и различными частотными характеристиками [6].

Путем математического и физического моделирования одиночных электромагнитных ТТ установлено, что их преобразовательные свойства в линейных режимах работы при использовании в системах релейной защиты достаточно точно отображаются передаточной функцией [1,7]:

$$H_{\text{ТТ}}(p) = \frac{I_2(p)}{I_1'(p)} = \frac{bp}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0},$$

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

В соответствии с Г-образной схемой замещения ТТ (рис. 4):  $a_0 = R_{\Pi} R_2$ ;  $a_1 = R_{\Pi}(L + L_2) + L R_2$ ;  $a_2 = L L_2$ ;  $b = R_{\Pi} L$ ;  $R_2 = r_2 + R_H$ ;  $L_2 = L_{d2} + L_H$ ;  $L$  и  $R_{\Pi}$  – приведенные ко вторичной обмотке индуктивность намагничивания и активное сопротивление потерь ТТ;  $L_{d2}$  и  $r_2$  – индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки ТТ;  $L_H$  и  $R_H$  – индуктивность и активное сопротивление нагрузки ТТ.

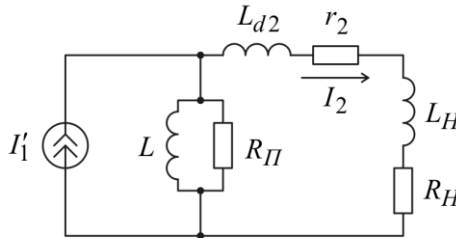


**Рис. 4:** Схема замещения ТТ

Пусть на вход ТТ на временном интервале от 0 до  $\tau$  воздействует сигнал  $x(t)$  синусоидальной формы:

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

Задача прохождения отрезка сигнала синусоидальной формы через ТТ во временной области приводит к дифференциальному уравнению Абеля, аналитическое решение которого громоздко и его трудно использовать для дальнейшего анализа [8]. Поэтому, с целью упрощения процедуры анализа и получения наглядных зависимостей, входной сигнал можно представить в виде разности двух сигналов (рис. 5):

$$x(t) = x_1(t) - x_2(t).$$

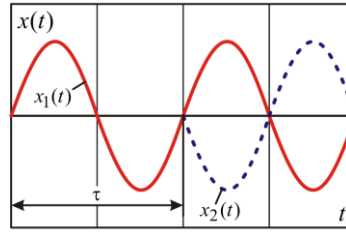


Рис. 5: Представление входного сигнала ТТ

Здесь:

$$x_1(t) = \begin{cases} \sin \omega_0 t \text{ нпу} & t \geq 0; \\ 0 & \text{нпу} \quad t < 0. \end{cases}$$

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

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

Реакция ТТ на входной сигнал  $x(t)$  представляет собой разность двух сигналов:

$$y(t) = y_1(t) - y_2(t),$$

где  $y_1(t)$  – реакция ТТ на сигнал  $x_1(t)$ ;  $y_2(t)$  – реакция ТТ на сигнал  $x_2(t)$ .

При воздействии на вход ТТ сигнала  $x_1(t)$  изображение по Лапласу выходного сигнала определяется так:

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

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

Аналогично решению для  $y_1(t)$  определяется реакция  $y_2(t)$ .

Поскольку на выходе ТТ важно иметь точные мгновенные значения сигналов, то качество преобразования сигналов ТТ следует характеризовать абсолютной погрешностью преобразования мгновенных значений сигнала, т.е. разностью [10]:

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

где  $K_{\text{ТТ}}$  – идеальный коэффициент передачи ТТ;  $x(t)$  и  $y(t)$  – входной и выходной сигналы ТТ соответственно. Для удобства анализа можно принять  $K_{\text{ТТ}} = 1$ .

Связь погрешностей ТТ с его параметрами можно установить, используя граничные параметры частотных характеристик ТТ [1,7]:

$$f_H = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{R_2}{2\pi L} = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{1}{2\pi \tau_{\text{ТТ}}} \quad \text{или} \quad f_H = \frac{1}{2\pi \tau_{\text{ТТ}} \tan \varphi_H}.$$

Здесь:  $f_H$  – нижняя граничная частота ТТ;  $A_H$  и  $\varphi_H$  – допустимый относительный уровень амплитудной характеристики и допустимый фазовый сдвиг на нижней границе полосы пропускания ТТ;  $\tau_{\text{ТТ}}$  – постоянная времени ТТ.

Учитывая реальные соотношения параметров ТТ, можно принять:

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

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

$$K_1 = \frac{T_1}{\sqrt{T_0^2 + T_1^2}};$$

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

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

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 периодической составляющей погрешности ТТ  $\varepsilon_1$ :

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

Следовательно, можно констатировать, что расширение полосы рабочих частот ТТ в область нижних частот также вызывает снижение периодической составляющей погрешности ТТ.

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

$$\varepsilon_2 = \frac{T_0 T_1}{T_0^2 + T_1^2} e^{-\alpha_1 t} - \frac{T_2}{T_0} e^{-\alpha_2 t}.$$

При реальных параметрах ТТ  $\alpha_2 \gg \alpha_1$ . Поэтому вторая экспонента затухает значительно быстрее и погрешность  $\varepsilon_2$  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 ТТ) вызывает уменьшение начального значения первой экспоненциальной составляющей погрешности. Характер второй экспоненциальной составляющей погрешности определяется, в основном, величиной  $T_2$  и, практически, не зависит от  $T_1$ .

После исчезновения входного сигнала при  $t \geq \tau$  сигнал на выходе ТТ не исчезает мгновенно. Это вызывает возникновение погрешности преобразования еще и при  $t > \tau$ :

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

Зависимость  $\varepsilon_\tau$  от  $T_1$  аналогична зависимости  $\varepsilon_2$  от  $T_1$ , т.е. чем больше  $T_1$ , тем меньше начальное значение экспоненты.

На рис.6 показана зависимость погрешности преобразования ТТ сигнала в виде отрезка синусоидальной функции с частотой  $\omega_0 = 314 \text{ с}^{-1}$  и длительностью 2 полупериода от нижней граничной частоты  $f_H$  и текущего времени  $t$  в виде диаграммы в трехмерном пространстве.

Аналогичный подход позволяет получить картину прохождения другого характерного для релейной защиты сигнала в виде отрезка экспоненциальной функции через преобразователь с рассматриваемой передаточной функцией. На рис. 7 показан общий вид выходного сигнала  $y(t)$  преобразователя при воздействии на вход сигнала прямоугольной формы  $x(t)$ , который можно рассматривать как предельный частный случай сигнала экспоненциальной формы.

Верхняя граничная частота преобразователя определяет степень искажения сигнала на начальном и конечном интервалах. Чем выше верхняя граничная частота преобразователя, тем ближе выходной сигнал  $y(t)$  по форме к входному сигналу  $x(t)$  на этих интервалах.

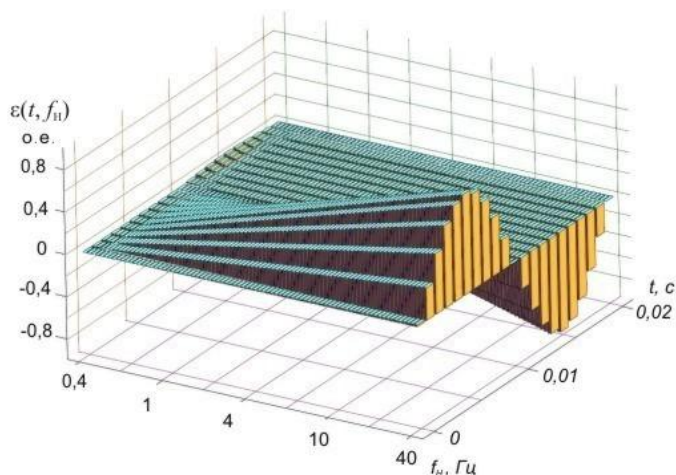


Рис. 6

Степень искажения уровня сигнала на всем интервале определяется нижней граничной частотой преобразователя. Чем ближе это значение к нулю, тем точнее передается уровень сигнала. В идеале, при нулевой нижней граничной частоте, уровень прямоугольного сигнала и сигнала экспоненциальной формы передается без искажений.

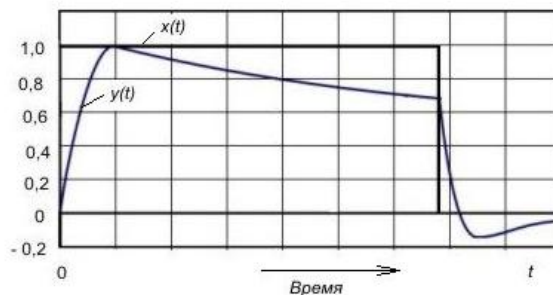


Рис. 7

Адекватность математической модели изучаемому процессу подтверждена результатами исследований на физических моделях трансформаторов тока.

Картины переходных процессов, полученные при физическом моделировании прохождения сигналов в виде отрезков функций синусоидальной формы через трансформаторы тока с различными нижними граничными частотами показаны на рис. 8. Здесь  $x(t)$  и  $y(t)$  – первичный и вторичный, соответственно, токи ТТ.

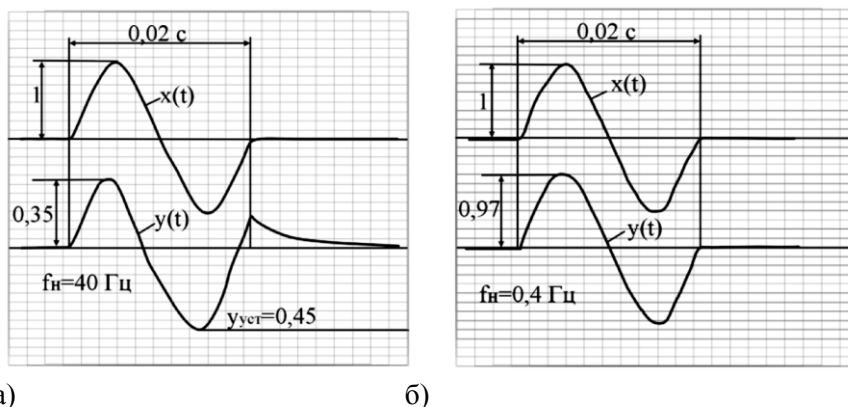


Рис. 8: Осциллограммы переходных процессов: а).  $f_n=40$  Гц; б).  $f_n=0,4$  Гц

Выходной сигнал ТТ  $y(t)$ , для которого нижняя граничная частота равна 40 Гц, как видно (см. рис.8,а) значительно отличается от входного сигнала  $x(t)$  по относительному значению амплитуды и фазы. Кроме того, видно, что сигнал на выходе ТТ при  $t > \tau$ , как отмечалось и выше, отличается от нуля.

Трансформатор тока, у которого  $f_H=0,4$  Гц, преобразует входной сигнал с более высокой точностью (рис.8,б). Его погрешность не превышает 5%.

Сравнительный анализ результатов математического и физического моделирования позволил установить, что использованные математические модели сигналов и первичных преобразователей в достаточной степени адекватны исследуемым процессам, а принятые при теоретическом анализе допущения правомерны.

### 3 ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Для вновь создаваемой релейной защиты нового поколения необходимы первичные преобразователи тока и напряжения, обеспечивающие неискажающую передачу сигналов релейной защиты. При этом динамический диапазон линейного неискажающего преобразования первичного тока для релейной защиты должен составлять не менее 200. Для первичных преобразователей напряжения этот диапазон должен быть не менее 30.
2. По предварительным (приближенным) оценкам для реализации новой концепции построения систем релейной защиты необходимо иметь первичные преобразователи тока и напряжения с рабочим частотным диапазоном от 0 до 500 Гц. Причем, предельно допустимые погрешности (искажения) преобразования на границах частотного диапазона и допустимая степень искажения сигналов в переходных режимах должны быть определены путем углубленного строгого научного обоснования.
3. Исследовано влияние частотных характеристик первичных преобразователей тока на примере широко используемых в настоящее время электромагнитных ТТ на точность их работы. Установлено, что погрешности связаны с параметрами первичного преобразователя тока экспоненциальными функциями, убывающими при снижении нижней граничной частоты. Показано, что сужение полосы пропускания первичные преобразователи тока (особенно в области нижних частот) приводит к искажениям выходного сигнала в переходных режимах в наиболее ответственных ситуациях при передаче характерных для релейной защиты сигналов.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ванин, В.К. Релейная защита на элементах вычислительной техники / В.К. Ванин, Г.М. Павлов. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 336 с.
- [2] Ульянов, С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах / С.А. Ульянов. – М.-Л.: Энергия, 1964. – 704 с.
- [3] Циглер Г. Цифровая дифференциальная защита. Принципы и область применения.- Перевод с англ. / Под ред. Дьякова А.Ф. – М.: Знак. 2008. -216 с.
- [4] Харкевич, А.А. Спектры и анализ / А.А. Харкевич. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1962. – 236 с.
- [5] Атабеков, Г.И. Основы теории цепей / Г.И. Атабеков. – М.: Энергия, 1969. – 76 с.
- [6] Алюнов, А.Н. Прохождение сигналов релейной защиты через электромагнитные трансформаторы тока / А.Н. Алюнов, А.В. Булычев, В.А. Гуляев // Электричество. – №7. – 2004. – С. 29-33.
- [7] Булычев, А.В. Исследование частотных характеристик трансформаторов тока / А.В. Булычев, В.К. Ванин // Энергетика (Изв. высш. учеб. заведений). – 1987. – №8. – С. 16-21.
- [8] Камке, Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям / Э. Камке. – М.: Наука, 1976. – 576 с.
- [9] Макаров, И.М. Линейные автоматические системы / И.М. Макаров, Б.Б. Менский. – М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.
- [10] Стогний, Б.С. Теория высоковольтных измерительных преобразователей переменного тока и напряжения / Б.С. Стогний. – Киев: Наукова думка, 1984. – 272 с.