Для создания более совершенных средств управления электроэнергетическими системами на основе цифровой техники необходимо пересмотреть требования ко всем элементам этих средств. Преобразование первичных сигналов (токов и напряжений в силовых цепях) в приемлемые для цифровой обработки формы в сложившихся условиях целесообразно осуществлять с помощью первичных преобразователей тока и напряжения, имеющих цифровые выходы.

Поэтому исследования характеристик сигналов, используемых релейной защитой (сегодня и в будущем), и свойств первичных преобразователей, должны стать научно-технической основой создания первичных преобразователей нового поколения. Подробнее об этом – в материале Александра Витальевича Булычева.

РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

Требования к первичным преобразователям сигналов

Александр Булычев,
д.т.н., профессор,
заместитель генерального директора по науке, ОАО ВНИИР,
г. Чебоксары

Принципы действия большинства устройств защиты таковы, что они должны реагировать на токи и напряжения (входные сигналы), возникающие в контролируемых электрических цепях при повреждениях и анормальных режимах работы, сопровождающихся переходными процессами. Наиболее интенсивные переходные процессы вызывают короткие замыкания (КЗ).

Ток в цепи КЗ, как правило, содержит апериодические составляющие, периодическую составляющую промышленной частоты, ряд составляющих высших гармоник и свободные колебательные составляющие, частота которых определяется параметрами цепи КЗ. Применительно к релейной защите можно не учитывать некоторые несущественные апериодические и колебательные составляющие, и представить ток КЗ в виде суммы ряда этих составляющих.

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

Приняв это во внимание, можно составить обобщенную математическую модель входных сигналов устройств релейной защиты. Ей может служить математическое выражение следующего вида [1]:

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

где X_{0l}, β_{0l} – соответственно, начальное значение и коэффициент затухания апериодической составляющей сигнала с номером l в диапазоне от 1 до m;

X_{mk}, ψ_k, ω_k – амплитуда, начальная фаза и частота k-той периодической составляющей сигнала.

Причем, в общем частота отдельных периодических составляющих сигнала может быть не кратна основной частоте.

КОНТРОЛЬ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

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

В большинстве случаев защиты контролируют токи защищаемых 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 КЗ современных генераторов обычно превышает номинальный ток в 6–7 раз, а ударный ток при наличии в нем апериодической 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.

ОПИСАНИЕ СИГНАЛОВ

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 в вышеприведенном примере. Математическое представление сигнала по второму способу имеет вид $y = x(\omega)$, где независимая переменная ω – 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 односторонним преобразованием Фурье [1, 4].

Пусть имеется экспоненциальный сигнал:

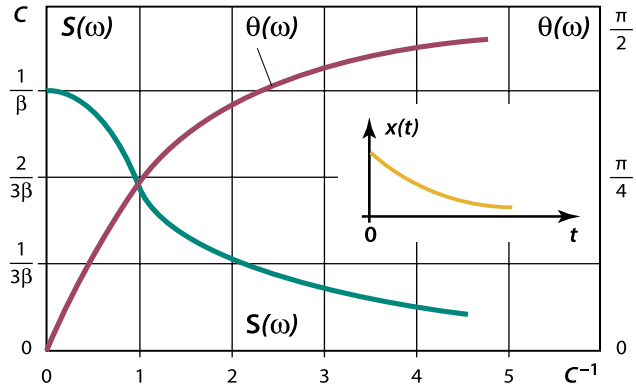
$$x(t) = \begin{cases} e^{-\beta t} & \text{при } t \geq 0; \\ 0 & \text{при } t < 0, \end{cases}$$

где β – коэффициент затухания.

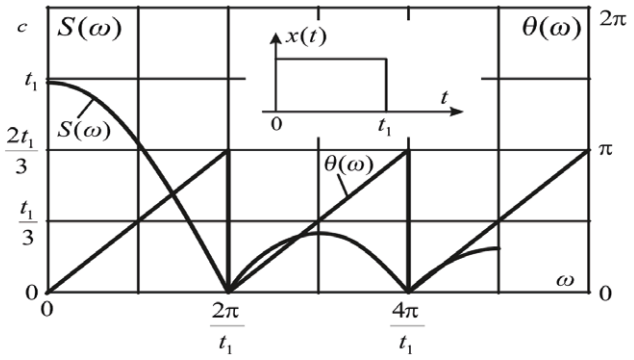
Тогда:

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

Спектр фаз сигнала **Рис. 1**



Спектр прямоугольного импульса конечной длительности **Рис. 2**



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

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

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:

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

В частотной области он представляется так:

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

Амплитудный спектр равен:

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

Фазовый спектр определяется следующим образом:

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

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

На рис. 2 показаны спектры прямоугольного импульса конечной длительности.

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

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

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 τ. В этом случае текущий 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 сложного сигнала можно определить как сумму спектров его отдельных составляющих. Поэтому, в соответствии с изложенным подходом, можно определить спектры сигналов в виде отрезков экспоненциальной и косинусоидальной функций, а затем – совокупный спектр.

Сигнал экспоненциальной формы

$$x(t) = \begin{cases} e^{-\beta t} \text{ при } 0 \le t \le \tau; \\ 0 \text{ при } t < 0 \text{ и } t > \tau \end{cases}$$

имеет сплошной текущий спектр:

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

Для амплитудного и фазового спектров имеем:

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

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 β ($5c^{-1} < \beta < 50c^{-1}$) амплитудный спектр, практически, не изменяется при изменении времени наблюдения (обычно τ >0,01 с) и определяется, главным образом, коэффициентом затухания β.

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

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

где Ω – 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 τ.

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 Ω.

ЧАСТОТНЫЙ ДИАПАЗОН

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).

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.

ПРИМЕРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Можно привести наглядные примеры прохождения сигналов релейной защиты через наиболее распространенные в настоящее время электромагнитные трансформаторы тока (ТТ), допустив, что они имеют линейные свойства и различные частотные характеристики [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]:

$$H_{ТТ}(p) = \frac{I_2(p)}{I'_1(p)} = \frac{bp}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0} ,$$

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):

$$a_0 = R_П R_2;\ a_1 = R_П(L + L_2) + LR_2;\ a_2 = LL_2;\ b = R_П L;$$

$$R_2 = r_2 + R_Н;\ L_2 = L_{d2} + L_Н,$$

где L и $R_П$ – приведенные ко вторичной обмотке индуктивность намагничивания и активное сопротивление потерь ТТ;

L_{d2} и r_2 – индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки ТТ;

$L_Н$ и $R_Н$ – индуктивность и активное сопротивление нагрузки ТТ.

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

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

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):

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

Где:

$$x_1(t) = \begin{cases} \sin\omega_0 t \text{ при } t - \tau \ge 0; \\ 0 \text{ при } t < 0, \end{cases}$$

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

где $\tau = \pi \cdot n / \omega_0$;
n – целое число полупериодов сигнала;
ω_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:

$$y_1(p) = x_1(p) \cdot H_{ТТ}(p).$$

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

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

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]:

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

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

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

$$f_Н = \frac{A_Н}{\sqrt{1-A_Н^2}} \cdot \frac{R_2}{2\pi L} = \frac{A_Н}{\sqrt{1-A_Н^2}} \cdot \frac{1}{2\pi\tau_{ТТ}}$$

$$\text{или } f_Н = \frac{1}{2\pi\tau_{ТТ}\mathrm{tg}\varphi_Н}$$

Здесь: $f_Н$ и $f_В$ – нижняя и верхняя граничная частота ТТ, соответственно;
$A_Н$, $\varphi_Н$, $A_В$, $\varphi_В$ – допустимый относительный уровень амплитудной характеристики и допустимый фазовый сдвиг на нижней и верхней, соответственно, границе полосы пропускания ТТ;
$\tau_{ТТ}$ – постоянная времени ТТ; $R_2 = r_2 + R_Н$; $L_2 = L_{d2} + L_Н$.

Учитывая реальные соотношения параметров ТТ можно принять:

$$T_1 = \tau_{ТТ} = \frac{L}{R_2}; \; T_2 = \frac{L_2}{R_П}.$$

Учитывая то, что $T_2 \ll T_0$, получим:

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

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

$$\theta = -\mathrm{arctg}\frac{T_1}{T_0} - \mathrm{arctg}\frac{T_2}{T_0} - 90°.$$

Можно принять $T_2 / T_0 = 0$, тогда

$$\lim_{T_1\to\infty} \theta = \lim_{T_1\to\infty}\left(-\mathrm{arctg}\frac{T_1}{T_0}\right) - \frac{\pi}{2} = -\pi.$$

Таким образом, увеличение T_1 вызывает снижение периодической составляющей погрешности ТТ ε_1:

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

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:

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

Распространение энергии сигналов в частотной области **Рис. 3**

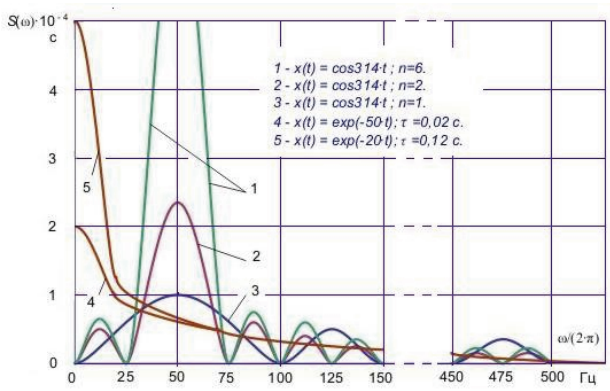
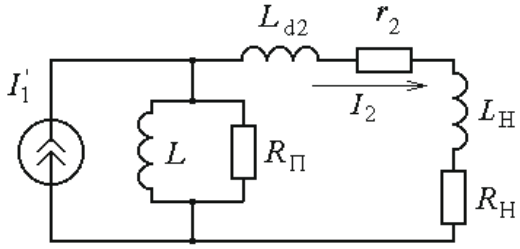
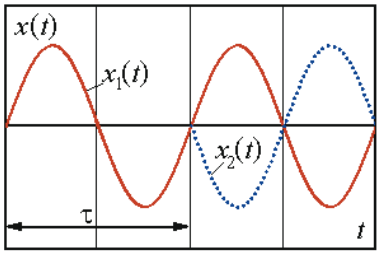


Схема замещения ТТ **Рис. 4**



Зависимости входных сигналов **Рис. 5**



При реальных параметрах ТТ $\alpha_2 \gg \alpha_1$. 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 $K_2 = \dfrac{T_0 T_1}{T_0^2 + T_1^2}$; $\lim\limits_{T_1\to\infty} K_2 = \lim\limits_{T_1\to\infty} \dfrac{T_2}{2T_1} = \lim\limits_{T_1\to\infty} \dfrac{0}{2} = 0$.

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 ε_τ от T_1 аналогична зависимости ε_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 $\omega_0 = 314$ с$^{-1}$ и длительностью 2 полупериода от нижней граничной частоты $f_Н$ и текущего времени t в виде поверхности в трехмерном пространстве.

Рис. 6 Зависимость погрешности преобразования ТТ сигнала в виде отрезка синусоидальной функции

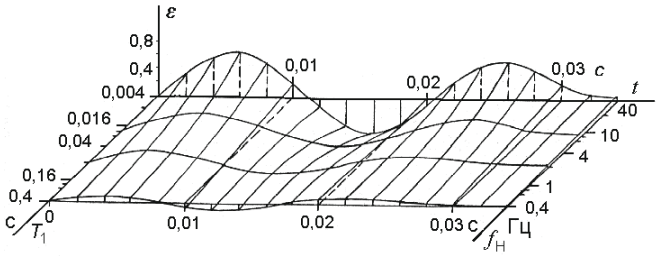


Рис. 7 Общий вид выходного сигнала y(t) преобразователя при воздействии на вход сигнала прямоугольной формы

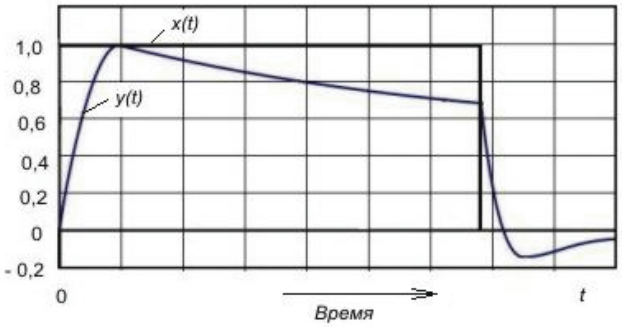
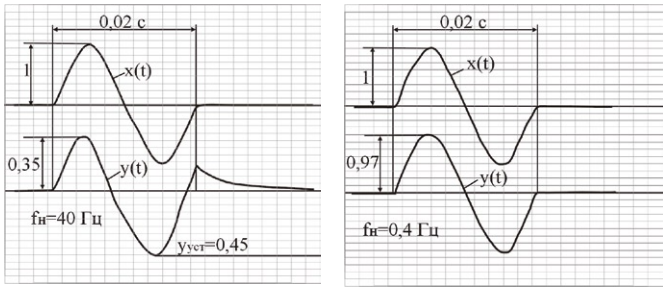


Рис. 8 Картины переходных процессов, полученные при физическом моделировании прохождения сигналов в виде отрезков функций синусоидальной формы через трансформаторы тока с различными нижними граничными частотами: а) fn = 40 Гц; б) fn = 0,4 Гц.



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.

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.

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 (постоянными времени T_1) показаны на рис. 8. Здесь *x(t)* и *y(t)* – первичный и вторичный, соответственно, токи моделей ТТ.

Выходной сигнал ТТ *y(t)*, для которого T_1 = 0,004 с (нижняя граничная частота равна 37 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 выше, отличается от нуля.

Трансформатор тока, для которого T_1 = 0,4 с, 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.

ВЫВОДЫ

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 первичных преобразователей 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., Павлов Г.М. Релейная защита на элементах вычислительной техники.– Л.: Энергоатомиздат, 1991.–336 с.
2. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. – М.–Л.: Энергия. 1964. – 704 с.
3. Смоловик С.В. Влияние насыщения сердечников на параметры и переходные процессы мощных синхронных генераторов // Электроэнергетика. Сборник научных трудов. – СПб.: СПбГТУ,1996 г. С. 72–88.
4. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы. 1962. – 236 с.
5. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. – М.: Энергия, 1969. – 76 с.
6. Алюнов А.Н., Булычев А.В., Гуляев В.А. Прохождение сигналов релейной защиты через электромагнитные трансформаторы тока // Электричество, №7, 2004 г. С.29–33.
7. Булычев А.В., Ванин В.К. Исследование частотных характеристик трансформаторов тока // Энергетика (Изв. высш. учеб. заведений) 1987. №8. С.16–21.
8. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. – М.: Наука. 1976. – 576 с.
9. Макаров И.М., Менский Б.Б. Линейные автоматические системы. – М.: Машиностроение. 1982. – 504 с.
10. Стогний Б.С. Теория высоковольтных измерительных преобразователей переменного тока и напряжения. – Киев: Наукова думка. 1984. – 272