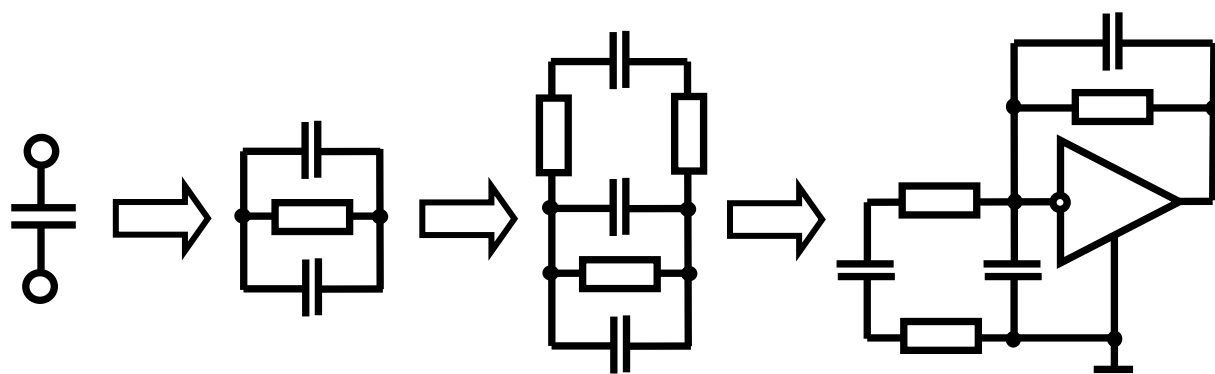


СИНТЕЗ, АНАЛИЗ И ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

САД-2010



Ульяновск 2010

MINISTRY OF EDUCATION AND SCIENCE
OF THE RUSSIAN FEDERATION
ULYANOVSK STATE TECHNICAL UNIVERSITY

**SYNTHESIS, ANALYSIS
AND DIAGNOSIS
OF ELECTRONIC CIRCUITS**

SAD-2010

Ulyanovsk 2010

ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И ТРЕБОВАНИЯ К ПЕРВИЧНЫМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМ

А.В.Булычев

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.

Обобщенные входные сигналы релейной защиты. Входными сигналами устройств релейной защиты и автоматики, как правило, служат токи в линиях электропередачи, обмотках генераторов, трансформаторов и других электрических машин, а также напряжение на зажимах этих элементов и шинах электрических систем. Принципы действия большинства устройств защиты таковы, что они должны реагировать на токи и напряжения, возникающие в защищаемых электрических цепях при повреждениях и аномальных режимах работы, сопровождающихся переходными процессами. Наиболее интенсивные переходные процессы вызывают короткие замыкания (КЗ).

Ток КЗ изменяется по сложному закону, определяемому многими факторами: мощностью источника питания, параметрами цепи КЗ, наличием автоматических регуляторов возбуждения на генераторах и др.

Напряжения в точках присоединения защит при КЗ также могут иметь весьма сложную форму.

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 апериодической 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; ω – угловая частота периодической составляющей тока первой гармоники; ψ_1, ψ_2, ψ_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 апериодические 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:

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

$$x(t) = X_0 e^{-\beta_0 t} + \sum_{k=1}^n X_{mk} \cos(\omega_k t - \psi_k),$$

где X_0, β_0 – соответственно, начальное значение и коэффициент затухания основной апериодической составляющей сигнала; X_{mk}, ψ_k, ω_k – амплитуда, начальная фаза и частота k -той составляющей сигнала.

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 короткого замыкания 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.

Входные сигналы релейной защиты в частотной области. В принципе существует два способа описания произвольного сигнала. 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 ω – частота. Эти две формы представления сигнала связаны друг с другом преобразованием Фурье [4, 5].

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

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

Обратное преобразование Фурье позволяет преобразовать функцию частоты $X(\omega)$ в функцию времени:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)e^{-j\omega t} d\omega.$$

Следует отметить, что преобразование Фурье применимо только к функциям $x(t)$, удовлетворяющим условиям Дирихле и абсолютно интегрируемым в бесконечных пределах.

Произвольный сигнал $x(t)$ в частотной области представляет собой совокупность бесконечной суммы гармонических колебаний, бесконечно близких по частоте и с бесконечно малыми амплитудами $\frac{X(j\omega)d\omega}{2\pi}$ во всем диапазоне частот от $-\infty$ до $+\infty$.

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:

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

Спектры некоторых сигналов релейной защиты. 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 β – 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):

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

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

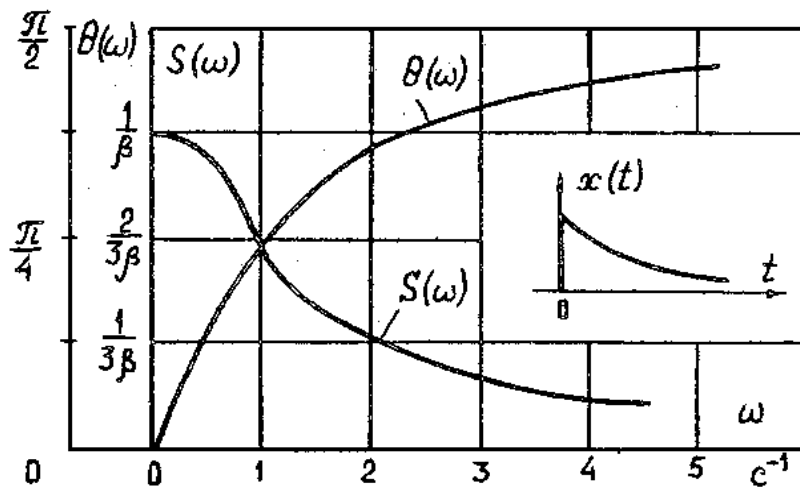


Рис. 1. Спектр амплитуд и спектр фаз сигнала

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:

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

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

и т.д.

На рис.2 показаны спектры прямоугольного импульса конечной длительности.

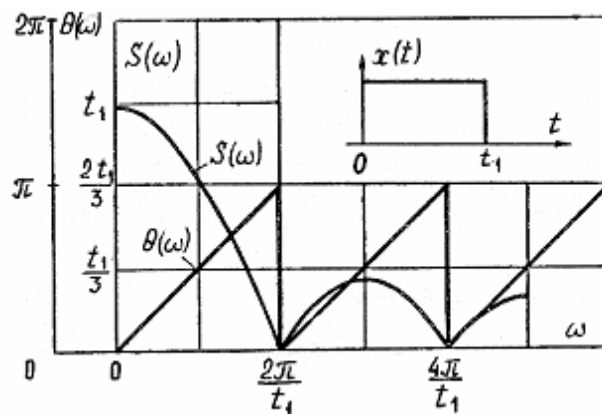


Рис. 2. Спектры прямоугольного импульса конечной длительности

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 $t \rightarrow 0$ 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 τ . 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

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

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 β ($5\text{с}^{-1} < \beta < 50\text{с}^{-1}$) амплитудный спектр, практически, не изменяется при изменении времени наблюдения (обычно $\tau > 0.01$ с) и определяется, главным образом, коэффициентом затухания β .

Можно определить спектр сигнала в виде отрезка косинусоиды, амплитуда которой равна I :

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

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 в виде отрезка косинусоиды существенно зависит от времени наблюдения и по мере увеличения n группируется все в более узкой области частот вблизи Ω .

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).

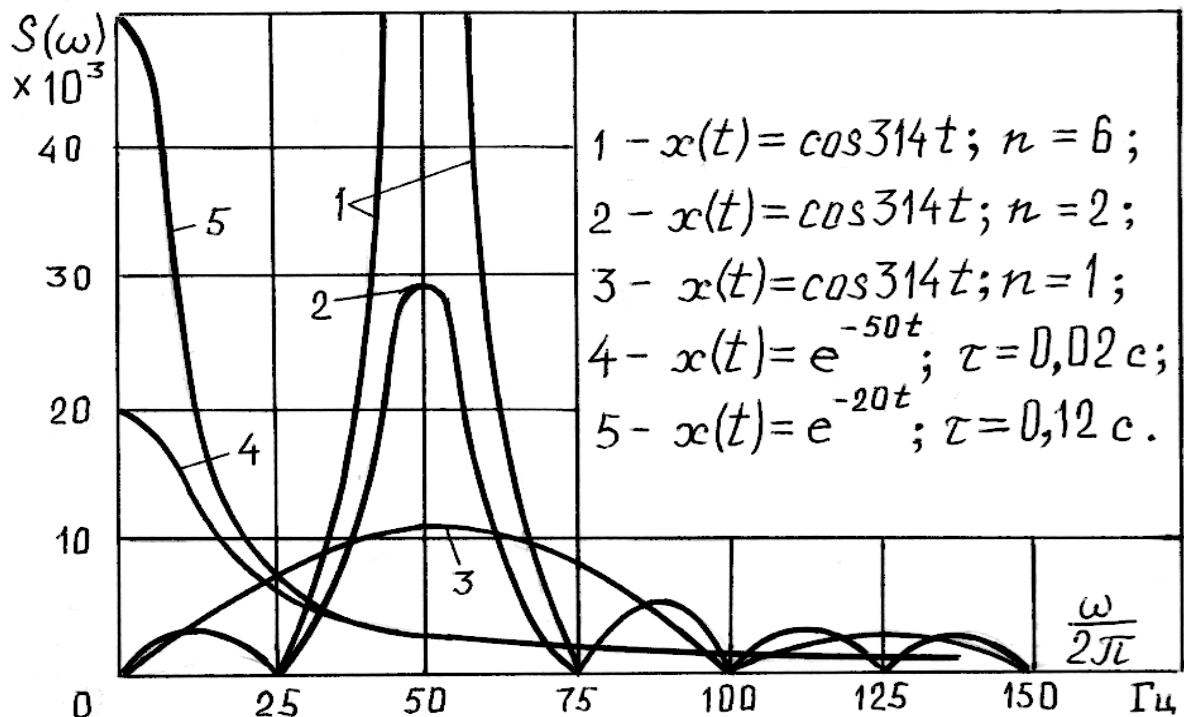


Рис. 3. График функции $|S(\omega)|$

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 выборе преобразователей информации в системах 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.

Прохождение сигналов релейной защиты через первичные преобразователи. 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]:

$$H_{ТТ}(p) = \frac{I_2(p)}{I_1'(p)} = \frac{bp}{a_2p^2 + a_1p + a_0},$$

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): $a_0 = R_{\Pi}R_2$; $a_1 = R_{\Pi}(L + L_2) + LR_2$; $a_2 = LL_2$; $b = R_{\Pi}L$; $R_2 = r_2 + R_H$; $L_2 = L_{d2} + L_H$; L и R_{Π} – приведенные ко вторичной обмотке индуктивность намагничивания и активное сопротивление потерь 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.

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

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

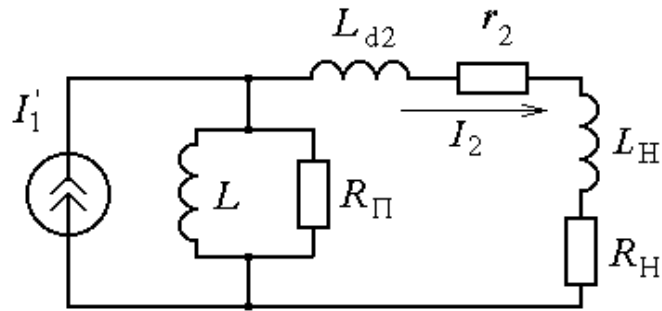


Рис. 4. Схема замещения ТТ

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):

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

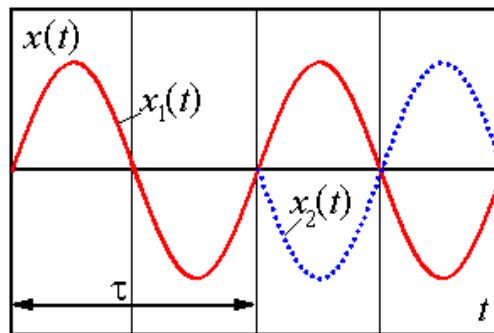


Рис. 5. Представление входного сигнала в виде разности двух сигналов

Здесь:

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

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

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:

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

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

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

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

где

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

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

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 ТТ на входной сигнал x_1 имеет следующий вид [9]:

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

Здесь: $C, C_1, C_2, \alpha_1, \alpha_2, \theta$ – постоянные коэффициенты, значения которых определяются параметрами ТТ.

Аналогично решению для $y_1(t)$ определяется реакция:

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

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, соответственно, сигналы ТТ.

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

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

На временном интервале от 0 до τ будем иметь:

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

$$\begin{aligned}\varepsilon_1(t) &= \sin \omega_0 t + K_1 \sin(\omega_0 t + \Theta); \\ \varepsilon_2(t) &= T_0 b_1 C_1 e^{-\alpha_1 t} - T_0 b_1 C_2 e^{-\alpha_2 t};\end{aligned}$$

где $K_1 = T_0 b_1 C$.

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

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

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

Учитывая реальные соотношения параметров ТТ можно принять:

$$\tau_{ТТ} = \frac{L}{R_2} = T_1.$$

Как видно, увеличение $\tau_{ТТ}$, т.е. T_1 соответствует снижению нижней граничной частоты ТТ.

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

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

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

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

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 периодической составляющей погрешности ТТ ε_1 :

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

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

С учетом допущений, принятых ранее, для аperiodической 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 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 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 $\omega_0 = 314 \text{ с}^{-1}$ и длительностью 3 полупериода от постоянной T_1 (нижней граничной частоты f_H) и текущего времени t в виде поверхности в трехмерном пространстве.

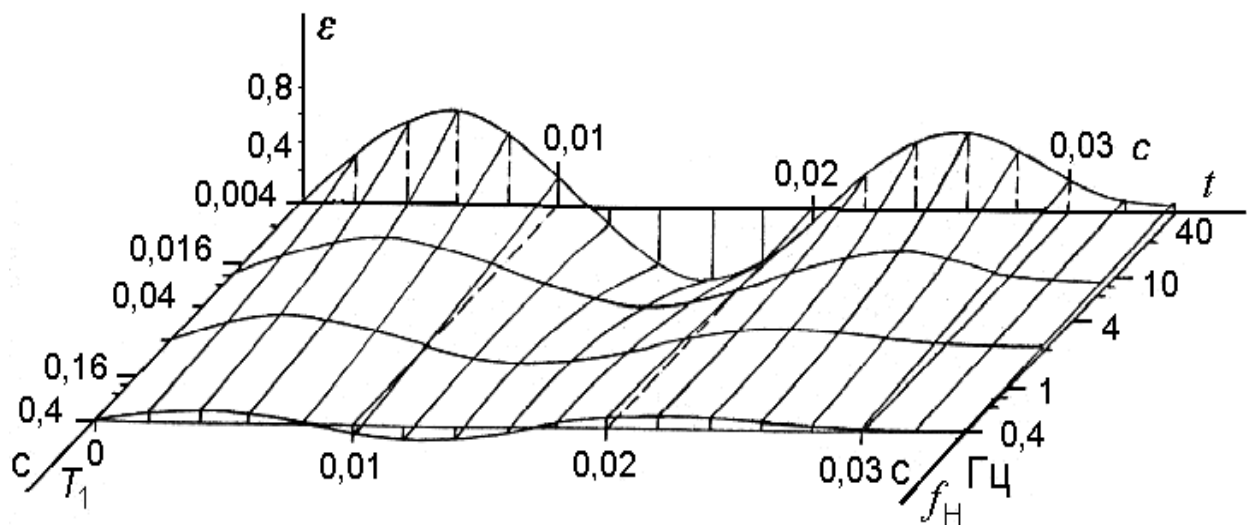


Рис. 6. Зависимость погрешности преобразования ТТ от частоты f_H

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 постоянными времени T_1 (нижними граничными частотами) показаны на рис. 7 и рис. 8. Здесь $x(t)$ и $y(t)$ – первичный и вторичный, соответственно, токи ТТ.

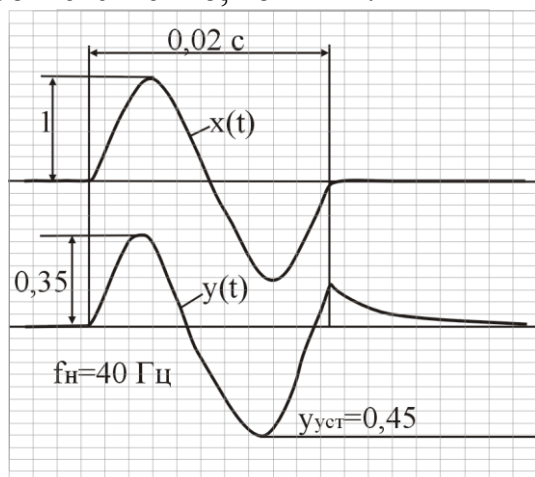


Рис. 7.

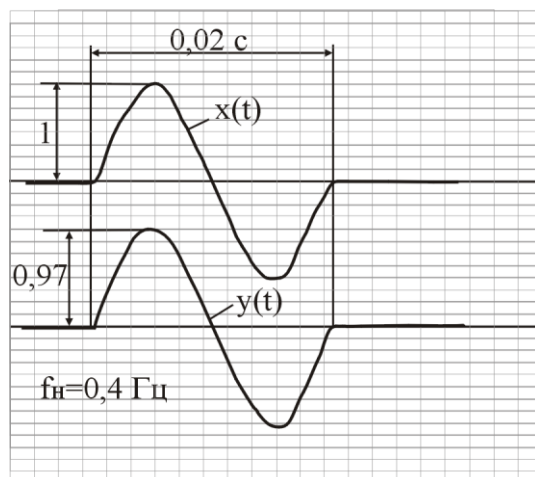


Рис. 8

Выходной сигнал ТТ $y(t)$, для которого $T_1 = 0,004$ с (нижняя граничная частота равна 37 Гц), как видно (см. рис.7) 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, для которого $T_1 = 0,4$ с, преобразует входной сигнал с более высокой точностью (рис.8). 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. 2. Динамический диапазон линейной работы преобразователей тока и неискажающего преобразования первичного тока для релейной защиты должен составлять не менее 200. Для первичных преобразователей напряжения этот диапазон должен быть не менее 30. 3. 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.

4. Исследовано влияние частотных характеристик электромагнитных ТТ на точность их работы. Установлено, что погрешности связаны с параметрами ТТ экспоненциальными функциями, убывающими при снижении нижней граничной частоты ТТ. Показано, что ТТ с нижней граничной частотой полосы пропускания менее 0,1 Гц, как правило, имеют достаточно хорошие метрологические показатели. Характеристики ТТ с нижней граничной частотой более 0,1 Гц не удовлетворяют требованиям современных систем защиты по неискажающей передаче сигналов, и требуется улучшение их характеристик.

5. 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. Это служит весомым обоснованием необходимости расширения рабочего частотного диапазона первичных преобразователей в область нижних частот.

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.– 2004 г.– №7.– 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 с.

Александр Витальевич Булычев – д.т.н., профессор кафедры Электроснабжение Вологодского государственного технического университета, заместитель генерального директора ОАО «Всероссийский научно-исследовательский, проектно-конструкторский и технологический институт релестроения с опытным производством» по науке, e-mail: bulychev@vniir.ru