

DOI: 10.47026/1810-1909-2023-2-64-75

УДК 621.316.925

ББК 31.27-05

А.В. БУЛЫЧЕВ, М.А. ГРИБКОВ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТОКА: ПРЕДЕЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ

Ключевые слова: электромагнитный преобразователь тока; погрешность преобразования тока, релейная защита, сигналы релейной защиты.

Актуальность задачи обусловлена стремлением обеспечить идеальную передачу первичных сигналов релейной защиты в микропроцессорные устройства. В статье приведены материалы всестороннего исследования электромагнитных преобразователей тока с позиций оценки возможности применения их в качестве датчиков тока в микропроцессорных системах релейной защиты. Исследование проведено с целью оценки предельных возможностей электромагнитных преобразователей тока путем анализа их методических погрешностей. Для оценки методических погрешностей электромагнитных преобразователей тока использован математический аппарат теории автоматического управления. Показана возможность представления электромагнитных преобразователей тока динамическими звеньями с линейными передаточными функциями. Рассмотрены амплитудные и фазовые частотные характеристики. Приведены аналитические выражения для частотных характеристик электромагнитных преобразователей тока. Предложены лаконичные наглядные математические выражения для определения границ частотного диапазона электромагнитных преобразователей тока по основным параметрам схемы замещения. Оценены границы области применения линейных передаточных функций для математического описания этих преобразователей. Рассмотрены примеры прохождения сигналов релейной защиты через электромагнитные преобразователи тока. Даны рекомендации по совершенствованию преобразовательных свойств электромагнитных преобразователей тока.

Введение. Точность измерения токов и напряжений во многом определяет совершенство управления электрическими системами. Превосходные вычислительные возможности микропроцессорной элементной базы в системах управления могут проявиться в полной мере только в сочетании с неискажающим трактом измерения и преобразования входных сигналов.

Реализация желаемой идеальной передачи первичных сигналов в микропроцессорные устройства является важной и актуальной научно-технической проблемой, а научно обоснованные предложения, выводы и рекомендации, способствующие ее решению, могут существенно улучшить основные свойства релейной защиты (РЗ) и автоматики.

Цель исследования. Исследование проведено с целью оценки предельных возможностей электромагнитных преобразователей тока путем анализа их методических погрешностей, а также для разработки рекомендаций, направленных на повышение точности преобразования сигналов РЗ.

Материалы и методы. При анализе и синтезе устройств РЗ на электронной микропроцессорной элементной базе традиционно используется представление элементов в виде функциональных звеньев с соответствующими передаточными функциями. Датчики и тракты передачи входных сигналов в схемах устройств РЗ также целесообразно представлять динамическими звеньями

и передаточными функциями, как это принято в теории и практике автоматического управления.

Путем математического и физического моделирования электромагнитных преобразователей (ЭП) тока установлено, что их преобразовательные свойства в линейных режимах работы при использовании в системах релейной защиты достаточно точно отображаются передаточной функцией [3, 4]:

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

где $I_2(p)$ и $I_1'(p)$ – изображения по Лапласу вторичного и приведенного ко вторичной цепи первичного токов ЭП; $a_0 - a_1, b$ – постоянные коэффициенты, определяемые параметрами обмоток и сердечника ЭП.

В соответствии с Г-образной схемой замещения ЭП [8] (рис. 1): $a_0 = R_{\Pi}R_2$; $a_1 = R_{\Pi}(L + L_2) + LR_2$; $a_2 = LL_2$; $b = LR_{\Pi}$; $R_2 = r_2 + R_H$; $L_2 = L_{d2} + L_H$; L и R_{Π} – приведенные ко вторичной обмотке индуктивность намагничивания и активное сопротивление потерь; L_{d2} и r_2 – индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки; L_H и R_H – индуктивность и активное сопротивление нагрузки.

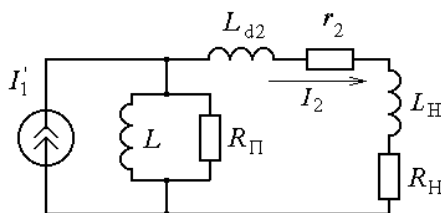


Рис. 1. Схема замещения ЭП

Методические погрешности ЭП. Пусть на вход ЭП на временном интервале от 0 до τ воздействует сигнал $x(t)$ синусоидальной формы:

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

Задача прохождения отрезка синусоидального сигнала через ЭП во временной области приводит к дифференциальному уравнению Абеля, аналитическое решение которого громоздко и его трудно использовать для дальнейшего анализа [5].

Поэтому с целью упрощения процедуры анализа и получения наглядных зависимостей входной сигнал можно представить в виде разности двух сигналов (рис. 2):

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

где

$$x_1(t) = \begin{cases} \sin\omega_0 t & \text{при } t \geq 0; \\ 0 & \text{при } t < 0; \end{cases} \quad x_2(t) = \begin{cases} (-1)^2 \sin\omega_0(t - \tau) & \text{при } t - \tau \geq 0; \\ 0 & \text{при } t - \tau < 0; \end{cases}$$

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

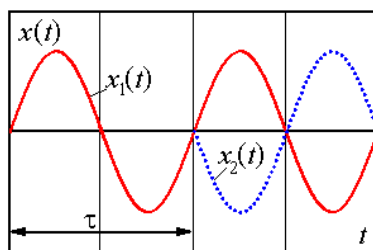


Рис. 2. Иллюстрация представления сигнала в виде отрезка синусоиды

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

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

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

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

$$y_1(p) = x_1(p) \cdot H_{ЭП}(p),$$

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

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

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

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

Учитывая реальное соотношение значений коэффициентов

$$d_1 > 2\sqrt{d_2},$$

можно записать:

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

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

Тогда изображение выходного сигнала можно представить так:

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

Оригинал реакции ЭП на входной сигнал x_1 имеет следующий вид [7]:

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

где

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

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

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

При воздействии на вход ТТ сигнала $x_2(t)$ будем иметь

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

Сделав подстановку $\delta = t - \tau$, входной сигнал можно представить так:

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

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

Аналогично решению для $y_1(t)$ определяется реакция ЭП на входной сигнал x_2 :

$$y_2(\delta) = (-1)^n [-C \sin(\omega_0 \delta + \Theta) + C_1 e^{-\alpha_1 \delta} + C_2 e^{-\alpha_2 \delta}] T_0 b_1;$$

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

Результаты. Поскольку во многих вновь разрабатываемых устройствах защиты, так же, как и при осциллографировании, важно иметь на выходе ЭП точные мгновенные значения сигналов, качество преобразования сигналов ЭП следует характеризовать абсолютной погрешностью преобразования мгновенных значений сигнала, т.е. разностью [8, 10]:

$$\varepsilon(t) = k_{\text{ЭП}} x(t) - y(t),$$

где $k_{\text{ЭП}}$ – идеальный коэффициент передачи ЭП; $x(t)$ и $y(t)$ – входной и выходной, соответственно, сигналы ЭП.

Для удобства анализа можно принять $k_{\text{ЭП}} = 1$. Тогда

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

На временном интервале от 0 до τ будем иметь

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

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

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

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

где $K_1 = T_0 b_1 C$.

Связь погрешностей ЭП с его параметрами можно установить, используя граничные параметры частотных характеристик ЭП [3, 4]:

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

или

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ГТ}}\text{tg}\varphi_H},$$

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

Учитывая реальные соотношения параметров ЭП, можно принять

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

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

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

$$K_1 = \frac{1}{(T_0^2 + T_1^2)(T_0^2 + T_2^2)} \cong \frac{T_1}{\sqrt{T_0^2 + T_1^2}}; \quad \lim_{T_1 \rightarrow \infty} K_1 = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{T_1}{\sqrt{T_0^2 + T_1^2}} = 1;$$

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

Можно принять $T_2/T_0 = 0$, 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 ЭП в область нижних частот вызывает снижение периодической составляющей погрешности ЭП.

С учетом допущений, принятых ранее, для апериодической составляющей погрешности имеем (рис. 3)

$$\varepsilon_2(t) = \frac{T_0 T_1^2}{(T_2 - T_1)(T_0^2 + T_1^2)} e^{-a_1 \delta} - \frac{T_0 T_1 T_2}{(T_1 - T_2)(T_0^2 + T_2^2)} e^{-a_2 \delta} =$$

$$= \frac{T_0 T_1}{T_0^2 + T_1^2} e^{-a_1 \delta} - \frac{T_2}{T_0} e^{-a_2 \delta}.$$

При реальных параметрах ЭП $\alpha_2 \gg \alpha_1$, поэтому вторая экспонента (кривая 2) затухает значительно быстрее и погрешность ε_2 через несколько десятков микросекунд после начала процесса определяется в основном экспонентой $K_2 e^{-\alpha_1 t}$ (кривая 1), где

$$K_2 = \frac{T_0 T_1}{T_0^2 + T_1^2}; \quad \lim_{T_1 \rightarrow \infty} K_2 = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{T_0}{2T_1} = \lim_{T_1 \rightarrow \infty} \frac{0}{2} = 0.$$

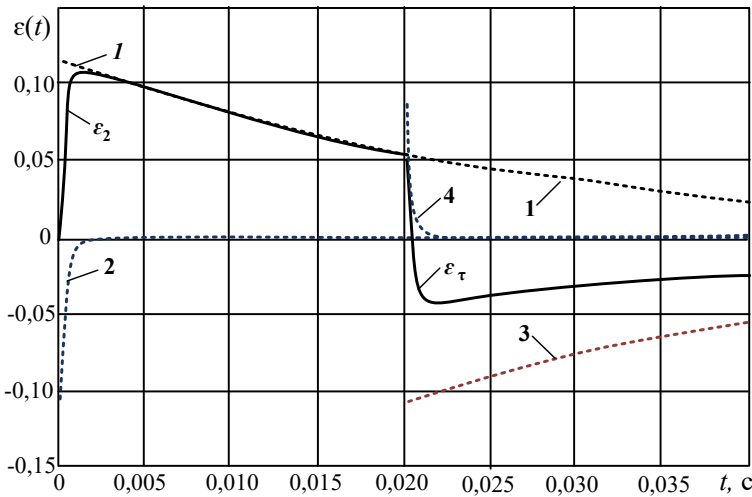


Рис. 3. График аperiodической погрешности

Как видно, увеличение T_1 (что эквивалентно снижению нижней граничной частоты ЭП) 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 на выходе ЭП сигнал не исчезает мгновенно. Это вызывает возникновение погрешности преобразования при $t > \tau$:

$$\varepsilon_\tau = C \sin(\omega_0 t + \theta) - T_0 b_1 C_1 e^{-a_1 t} - T_0 b_1 C_2 e^{-a_2 t} + (-1)^n [-C \sin(\omega_0 \delta + \theta) + C_1 e^{-a_1 \delta} + T_0 b_1 C_2 e^{-a_2 \delta}].$$

При $\delta = 0$ погрешность ε_τ равна ε_1 для момента времени τ , т.е. при $t = \tau$ периодическая составляющая $T_0 b_1 C \sin(\omega_0 t + \theta) - T_0 b_1 C \sin(\omega_0 t + \theta) = 0$. Таким образом, погрешность ε_τ определяется суммой четырех экспонент (кривые 1–4):

Для момента $t = \tau$ можно принять $-T_0 b_1 C_2 e^{-a_2 t} = 0$, так как значение коэффициента a_2 велико. Тогда

$$\varepsilon_\tau = T_0 b_1 C_1 e^{-a_1 t} - T_0 b_1 C_1 e^{-a_1 \delta} + T_0 b_1 C_2 e^{-a_2 \delta}.$$

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

На рис. 4 показана зависимость погрешности преобразования отрезка синусоидального сигнала 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.

На рис. 5 и рис. 6 показаны картины переходных процессов, полученные с помощью математического моделирования прохождения отрезков сигналов синусоидальной формы через ЭП с различными нижними граничными частотами. Здесь $x(t)$, $y(t)$ и $\varepsilon(t)$ – первичный, вторичный сигнал и погрешность преобразования тока ЭП соответственно.

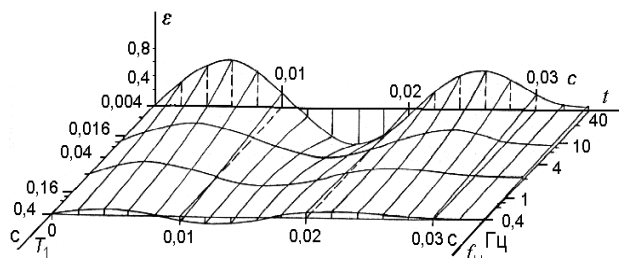


Рис. 4. Зависимость погрешности преобразования ЭП отрезка синусоидального сигнала от нижней граничной частоты

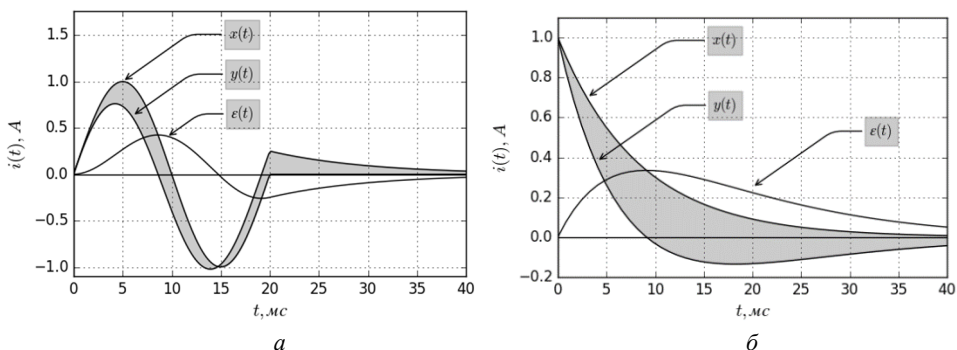


Рис. 5. Сигналы и погрешности ЭП с нижней граничной частотой 40 Гц при синусоидальном (а) и экспоненциальном воздействии (б)

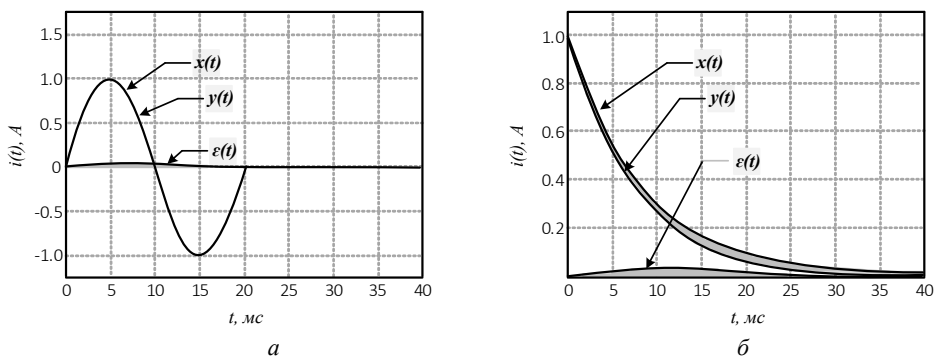


Рис. 6. Сигналы и погрешности ЭП с нижней граничной частотой 0,1 Гц при синусоидальном (а) и экспоненциальном воздействии (б)

Определение границ области использования линейных моделей ЭП. Индуктивности намагничивания ЭП существенно зависят от уровней входных воздействий. Поэтому ЭП можно рассматривать как линейные элементы лишь при определенных допустимых уровнях входных сигналов [1, 9].

Синусоидальные входные воздействия на ЭП с нелинейными параметрами вызывают появление выходных сигналов, которые содержат составляющие не только основной частоты, но и более высоких, кратных ей, частот [9].

Область использования линейных моделей ЭП устанавливается с помощью коэффициента нелинейных искажений. Этот коэффициент определяется как отношение среднеквадратичной суммы спектральных компонентов выходного сигнала, отсутствующих в спектре входного сигнала, к среднеквадратичной сумме спектральных компонентов входного сигнала или как отношение среднеквадратичного значения суммы всех высших гармонических составляющих вторичного тока, появившихся на выходе ЭП, к действующему значению составляющей вторичного тока основной частоты при воздействии на вход синусоидального сигнала:

$$k_f = \frac{\sqrt{I_{2(2)}^2 + I_{2(3)}^2 + I_{2(4)}^2 + \dots}}{I_{2(1)}},$$

где $I_{2(1)}$, $I_{2(2)}$, $I_{2(3)}$, $I_{2(4)}$ – действующие значения составляющих вторичного тока ЭП основной, второй, третьей и четвертой гармоник соответственно.

Задача фактически заключается в получении значений коэффициента нелинейных искажений ЭП при различных частотах и амплитудах входных сигналов. Применение линейных моделей ЭП можно считать правомерным в областях, где коэффициент нелинейных искажений не превышает допустимого уровня [2].

Поскольку нелинейность кривой намагничивания сердечника проявляется сильнее по мере увеличения индукции, а наибольшая индукция в сердечнике ЭП создается при низшей рабочей частоте, появления значительных нелинейных искажений следует ожидать при низких частотах и максимальных амплитудах первичного тока. В связи с этим с целью упрощения расчетов анализ нелинейных искажений, вносимых ЭП, целесообразно провести только в области низких частот. При этом отдельные параметры не оказывают существенного влияния на характеристики ЭП, и ими можно пренебречь. В данном случае к этим параметрам относятся индуктивности рассеяния вторичной обмотки и нагрузки, а также сопротивление потерь, которое на частоте 50 Гц обычно превышает индуктивное сопротивление цепи намагничивания и сопротивление вторичной обмотки в 500–1000 раз.

Приняв $L = \infty$ и $R_{\Pi} = \infty$, в соответствии с изложенным подходом ЭП можно представить общепринятой системой уравнений:

$$\begin{cases} w_2 S \frac{dB}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}; \\ H l_c = w_1 i_1 - w_2 i_2; \\ H = K_1 B + K_2 B^7, \end{cases}$$

где i_1 и i_2 – токи первичной и вторичной обмоток ЭП; B и H – индукция и напряженность магнитного поля в сердечнике; S и l_c – площадь поперечного сечения и средняя длина сердечника ЭП; w_1 и w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно; K_1 и K_2 – постоянные коэффициенты степенного полинома для аппроксимации кривой намагничивания сердечника.

Приемлемая точность аппроксимации обеспечивается при использовании метода выбранных точек [6]. Для сердечников из стали, применяемой для первичных ЭП, можно принять $K_1 = 16,1$ и $K_2 = 3$.

Решив систему уравнений относительно i_2 , будем иметь выражение, связывающее коэффициент нелинейных искажений с частотой и амплитудой входного сигнала:

$$k_f = D_2 \frac{I_{1m}^7}{\omega^7} \frac{22,2}{\sqrt{I_{1m}^2 + (D_1 \frac{I_{1m}}{\omega} + 0,755 D_2 \frac{I_{1m}}{\omega^7})^2}},$$

где I_{1m} – амплитуда первичного тока ЭП; $D_1 = \frac{K_1 l R_2}{w_2^2 S}$; $D_2 = \frac{K_2 l}{w_1} \left(\frac{w_1 R_2}{w_2^2 S} \right)^7$.

На рис. 7 приведено пространственное изображение амплитудно-частотных характеристик ЭП, которые можно использовать в качестве первичных датчиков тока. Показана зависимость коэффициента передачи $A'_{ЭП}$ от частоты $f = \omega/2\pi$ и от кратности первичного тока по отношению к номинальному ($I_1/I_{1н}$).

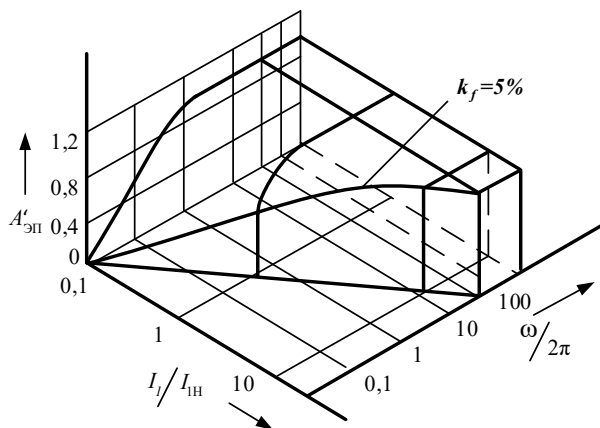


Рис. 7. Изображение амплитудно-частотных характеристик ЭП в области линейных режимов

Из рис. 7 видно, что с увеличением первичного тока частотный диапазон, в котором ЭП не вносит существенных искажений и, следовательно, может быть представлен линейным звеном, уменьшается. При первичном токе, превышающем номинальный ($I_{1н}$) в 15–20 раз, нелинейные искажения достигают предельно допустимого значения на промышленной частоте 50 Гц.

Выводы. 1. Значительные погрешности трансформации токов электромагнитными преобразователями тока при коротких замыканиях в распределительных электрических сетях, обусловленные нелинейностью их характеристик, имеют место только в особых случаях, при одновременном появлении нескольких факторов, ухудшающих режим работы этих преобразователей. Вероятность этого события низка, и в большинстве случаев практических расчетов измерительные электромагнитные преобразователи тока, используемые

в защитах в распределительных электрических сетях, могут рассматриваться как линейные элементы.

2. Представление первичных электромагнитных преобразователей тока линейными моделями дает основание использовать для анализа и формулировки требований к параметрам этих преобразователей традиционные характеристики линейных систем автоматического регулирования и управления – передаточные функции и эквивалентные им частотные характеристики.

3. Исследовано влияние граничных параметров частотных характеристик электромагнитных преобразователей тока на точность их работы. Установлено, что погрешности связаны с этими параметрами экспоненциальными функциями, убывающими при снижении нижней граничной частоты. Показано, что электромагнитные преобразователи тока с нижней граничной частотой полосы пропускания менее 0,1 Гц, как правило, имеют достаточно хорошие метрологические показатели. Характеристики электромагнитных преобразователей тока с нижней граничной частотой более 10 Гц не удовлетворяют требованиям современных систем защиты по неискажающей передаче сигналов, и требуется улучшение их характеристик.

4. Показано, что сужение полосы пропускания первичных преобразователей тока (особенно повышение нижней граничной частоты) 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.

5. По предварительным (приближенным) оценкам для реализации новой концепции построения систем релейной защиты в идеале необходимо иметь первичные преобразователи тока с рабочим частотным диапазоном от 0 до 1000 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.

Литература

1. Аналоговая и цифровая микроэлектроника для средств релейной защиты / *А.В. Булычев, В.К. Ванин, Т.И. Кривченко и др.* СПб.: Изд-во СПбГТУ, 1998. 80 с.
2. *Андреев Ю.А., Абрамзон Г.В.* Преобразователи тока для измерений без разрыва цепи. Л.: Энергия, 1979. 144 с.
3. *Булычев А.В., Ванин В.К.* Исследование частотных характеристик трансформаторов тока // Энергетика (Известия высших учебных заведений). 1987. № 8. С. 16–21.
4. *Ванин В.К., Павлов Г.М.* Релейная защита на элементах вычислительной техники. Л.: Энергоатомиздат, 1991. 336 с.
5. *Камке Э.* Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М.: Наука, 1976. 576 с.
6. *Копченова Н.В., Марон И.А.* Вычислительная математика в примерах и задачах. Л.: Наука, 1978. 368 с.
7. *Макаров И.М., Менский Б.Б.* Линейные автоматические системы. М.: Машиностроение, 1982. 504 с.
8. *Никитин А.А.* Теоретические аспекты, учитываемые при эксплуатации трансформаторов тока // Релейная защита и автоматизация. 2022. № 3. С. 44–52.

9. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC: пер. с англ. / под ред. У. Томпкина, Дж. Уэбстера. М.: Мир, 1992. 592 с.

10. Стогний Б.С. Теория высоковольтных измерительных преобразователей переменного тока и напряжения. Киев: Наукова думка, 1984. 272 с.

БУЛЫЧЕВ АЛЕКСАНДР ВИТАЛЬЕВИЧ – доктор технических наук, профессор кафедры автоматизации и управления в технических системах, Чувашский государственный университет; директор по науке, ООО «НПП Бреслер», Россия, Чебоксары (bav@bresler.ru).

ГРИБКОВ МАКСИМ АЛЕКСАНДРОВИЧ – аспирант кафедры автоматизации и управления в технических системах, Чувашский государственный университет, Россия, Чебоксары (Gribkovma@rossetimr.ru).

Alexander V. BULYCHEV, Maxim A. GRIBKOV
ELECTROMAGNETIC CURRENT CONVERTERS:
OPERATING LIMITS

Key words: *electromagnetic current converter, current conversion error, relay protection, relay protection signals.*

The urgency of the task is due to the desire to ensure the ideal transmission of primary relay protection signals to microprocessor devices. The article presents the materials of the comprehensive study of electromagnetic current converters from the standpoint of assessing the possibility of using them as current sensors in microprocessor relay protection systems. The study was conducted in order to assess the limiting capabilities of electromagnetic current converters by analyzing their methodological errors. To assess the methodological errors of electromagnetic current converters, the mathematical apparatus of the theory of automatic control is used. The possibility of representing electromagnetic current converters by dynamic links with linear transfer functions is shown. The amplitude and phase frequency characteristics are considered. Analytical expressions for the frequency characteristics of electromagnetic current converters are given. Concise visual mathematical expressions are proposed to determine the boundaries of the frequency range of electromagnetic current converters according to the main parameters of the substitution circuit. The limits of the application of linear transfer functions for the mathematical description of these converters are estimated. Examples of relay protection signals passing through electromagnetic current converters are considered. Recommendations for improving the conversion properties of electromagnetic current converters are given.

References

1. Bulychev A.V., Vanin V.K., Krivchenko T.I. et al. *Analogovaya i tsifrovaya mikroelektronika dlya sredstv releinoi zashchity* [Analog and digital microelectronics for relay protection]. St. Petersburg, 1998, 80 p.

2. Andreev Yu.A., Abramzon G.V. *Preobrazovateli toka dlya izmerenii bez razryva tsepi* [Current converters for measurements without circuit breakage]. Leningrad, Energiya Publ., 1979, 144 p.

3. Bulychev A.V., Vanin V.K. *Issledovanie chastotnykh kharakteristik transformatorov toka* [Investigation of frequency characteristics of current transformers]. *Energetika (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii)*, 1987, no. 8, pp. 16–21.

4. Vanin V.K., Pavlov G.M. *Releynaya zashchita na elementakh vychislitel'noi tekhniki* [Relay protection on computer elements]. Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1991, 336 p.

5. Kamke E. *Spravochnik po obyknovennym differentsial'nym uravneniyam* [Handbook of Ordinary Differential Equations]. Moscow, Nauka Publ., 1976, 576 p.

6. Kopchenova N.V., Maron I.A. *Vychislitel'naya matematika v primerakh i zadachakh* [Computational Mathematics in Examples and Problems]. Leningrad, Nauka Publ., 1978, 368 p.

7. Makarov I.M., Menskii B.B. *Lineinye avtomaticheskie sistemy* [Linear automatic systems]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1982, 504 p.
8. Nikitin A.A. *Teoreticheskie aspekty, uchityvaemye pri ekspluatatsii transformatorov toka* [Theoretical Aspects Taken Into Account when Operating Current Transformers]. *Releynaya zashchita i avtomatizatsiya*, 2022, no. 3, pp. 44–52.
9. Tompkins W.J., Webster J.G., eds. *Interfacing Sensors to the Ibm-PC*. Hardcover, 1987, 464 p. (Russ. ed.: *Sopryazhenie datchikov i ustroystv vvoda dannykh s komp'yuterami IBM PC*. Moscow, Mir Publ., 1992, 592 p.).
10. Stognii B.S. *Teoriya vysokovol'tnykh izmeritel'nykh preobrazovatelei peremennogo toka i napryazheniya* [Theory of high-voltage AC and voltage measuring converters]. Kiev, Naukova dumka Publ., 1984, 272 p.

ALEXANDER V. BULYCHEV – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University; Director of Science, LLC "NPP Bresler", Russia, Cheboksary (bav@bresler.ru).

MAXIM A. GRIBKOV – Post-Graduate Student, Department of Automation and Control in Technical Systems, Chuvash State University, Russia, Cheboksary (Gribkovma@rossetimr.ru).

Формат цитирования: Булычев А.В., Грибков М.А. Электромагнитные преобразователи тока: предельные возможности // Вестник Чувашского университета. – 2023. – № 2. – С. 64–75. DOI: 10.47026/1810-1909-2023-2-64-75.