

# Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах

Доктор техн. наук А. Д. ДРОЗДОВ и канд. техн. наук С. Л. КУЖЕКОВ

Новочеркасск

Трансформаторы тока, используемые в схемах релейной защиты и противоаварийной автоматики, вследствие насыщения стали сердечника могут искажать передаваемую информацию в установившихся и особенно переходных режимах коротких замыканий. Искажения формы кривой вторичного тока оказывают существенное влияние на работу устройств релейной защиты, выполненных на полупроводниковых приборах. Это приводит к необходимости расчета формы кривых вторичных токов трансформаторов тока  $i_2$  и их характерных точек. Так, например, для быстродействующих дифференциально-фазных защит шин, дистанционных и направленных защит на полупроводниках, применяемых в СССР и за рубежом, погрешность вычислять по переходу тока через нуль [Л. 1]. Для дифференциально-фазной защиты шин, описанной в [Л. 2], требуется знать участок «идеальной» трансформации [Л. 3] и т. д.

Кривая вторичного тока  $i_2$  с большой точностью может быть рассчитана по реальным кривым намагничивания с учетом остаточной индукции и частных циклов перемагничивания методом последовательных интервалов [Л. 4]. Однако расчеты по интервалам трудоемки и не позволяют получить общие соотношения хотя бы с невысокой степенью точности. В [Л. 3 и 5] для расчета и анализа процессов в трансформаторах тока применяется замена характеристики намагничивания идеальной прямоугольной кривой (ПХН). С помощью ПХН определяются токовая и угловая погрешности, действующее и среднее значения  $i_2$ , а также момент насыщения  $\omega t_s$ . Недостаток такой аппроксимации заключается в неучете изменения намагниченности вещества  $J$  и линейного роста индукции при полном насыщении стали сердечника. Это приводит к значительным погрешностям в определении формы тока в промежутке времени, когда сердечник трансформатора насыщен. В [Л. 3 и 6] расчет  $i_2$  производится с помощью характеристики, состоящей из трех отрезков. Средний из них ( $-B_s - B_s$ ) совпадает с осью ординат (рис. 1), а два других,

образующих некоторый узел с осью абсцисс, исходят из точек  $\pm B_s$ . Эта характеристика в [Л. 3] названа «спрямленной». Рассмотрим целесообразность использования такой характеристики для определения момента насыщения  $\omega t_s$ , момента выхода из насыщения  $\omega t_b$ , участка «идеальной» трансформации, момента перехода через нуль и через значение, превышающее  $1,5 I_{ном}$  трансформатора тока, а также погрешностей по переходу через нуль  $\delta_0$  и уровень  $1,5 I_{ном}$ , которую обозначим как  $\delta_y$ .

Поведение трансформатора тока в переходных и установившихся режимах коротких замыканий описывается уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} i'_0 &= i'_1 - i_2; \\ -\omega_2 \frac{d\Phi}{dt} + (r_b + r_n) i_2 + (L_{s2} + L_n) \frac{di_2}{dt} &= 0; \\ \omega_2 \Phi &= f(i_0), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\Phi$  — основной поток в сердечнике;  $L_{s2}$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки;  $r_b$  — активное сопротивление вторичной обмотки;  $r_n$ ,  $L_n$  — параметры нагрузки.

Определим параметры схемы замещения трансформатора, необходимые в расчетах. Сопротивления первичной обмотки не оказывают влияния на токораспределение и поэтому не учитываются. Параметры вторичной обмотки приводятся в справочной литературе. Сопротивление ветви намагничивания, как показано в [Л. 7], при высоких кратностях тока можно определить по однозначным характеристикам намагничивания. В частности, можно использовать среднюю кривую намагничивания, а также (с большей ошибкой) — амплитудную динамическую характеристику  $B_{max}(H_{max})$ , снятую при приложении к одной из обмоток трансформатора напряжения и замере э. д. с. на разомкнутой вторичной обмотке.

Схема замещения со «спрямленной» характеристикой приведена на рис. 2. Так как до насыщения сердечника током  $i'_0$  пренебрегают, то  $i_2 = i'_1$  и трансформация идеальная. В момент насыщения

на высших гармонических в линиях передачи и участках сети в переходных режимах. Для этого находится собственная частота линий электропередачи или участка сети и затем используются соответствующие этой частоте расчетные уравнения. Аналогичным путем может быть выполнен расчет субгармонических колебаний.

Таким образом, на основании приведенной методики можно определить величину и длительность феррорезонансных перенапряжений различных гармоник, возникающих при коммутации слабогруженных линий с трансформаторами.

## Литература

1. Артемьев Д. Е. и др., Статистические основы выбора изоляции линий электропередачи, изд-во «Энергия», 1965.
2. Митропольский Ю. А., Проблемы асимптотической теории нестационарных колебаний, изд-во «Наука», 1964.
3. Джуварлы Ч. М. и Миронов Г. А., Расчеты многочастотных резонансных колебаний в квазилинейных системах, описываемых  $N$  дифференциальными уравнениями второго порядка, Изв. АН Азерб. ССР, Серия физ.-техн. и математ. наук, 1967, № 6.
4. Джуварлы Ч. М. и Миронов Г. А., К расчету квазиустановившихся колебаний на четных гармониках в блочных схемах передач, Изв. АН Азерб. ССР, серия физ.-техн. и математ. наук, 1968, № 1.

[16.10.1970]



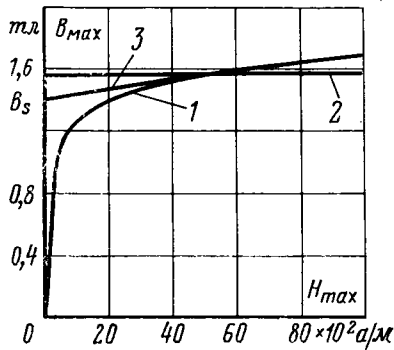


Рис. 1. Способы аппроксимации кривой намагничивания.

1 — действительная характеристика; 2 — идеальная прямоугольная кривая; 3 — «спрямленная» характеристика.

сердечника  $\omega t_s$ , когда  $B = B_s$ , ключом  $K$  параллельно сопротивлению нагрузки включается дифференциальная индуктивность ветви намагничивания  $L_s$ . Значение  $L_s$  определяют по приращениям  $\Delta B$  и  $\Delta H$  на участке амплитудной динамической кривой намагничивания, аппроксимированной наклонным лучом «спрямленной» характеристики,

$$L_s = \frac{\Delta B}{\Delta H} \frac{\omega_2^2 s}{l}$$

При  $H \geq 1000$  а/см практически достигается намагниченность насыщения  $J_s$ ,  $\frac{\Delta B}{\Delta H} \approx \mu_0$  и  $L_s \approx L_{ост}$ .

В момент  $\omega t_b$  ключ  $K$  автоматически отключается, при этом индукция, уменьшаясь, становится равной  $B_s$ . В результате восстанавливается идеальная трансформация до следующего момента насыщения.

В [Л. 8] указывается, что, используя кусочно-линейную аппроксимацию кривой намагничивания, нельзя определять токи трансформатора с ошибкой менее 40%, поскольку вследствие коммутации ключа  $K$  в схеме замещения рис. 2 возникает собственный переходный процесс в контуре  $r_2, L_s$ , якобы отсутствующий в реальной схеме. Однако можно показать (см. приложение 1), что во вторичной цепи трансформатора тока, имеющего плавную характеристику намагничивания, при насыщении сердечника возникает свободный ток, затухающий по закону, близкому к экспоненциальному. Среднее за период значение этого тока равно нулю, так как в установившемся режиме короткого замыкания трансформатор насыщается в каждый полупериод, а значения амплитуд свободных составляющих равны между собой и противоположны по знаку.

Аппроксимация характеристики одного и того же трансформатора с помощью «спрямленной» характеристики дает не всегда одинаковую точность расчета. Поэтому целесообразно определить границы применимости предложенного метода. Естественно предложить следующий критерий допусти-

мости аппроксимации: если в условиях 10%-ной полной погрешности рабочая точка находится за коленом кривой намагничивания для действующих значений напряжений и тока, то можно пренебречь током намагничивания до колена кривой и производить расчет либо по ПХН, либо по «спрямленной» характеристике.

При активной нагрузке трансформатора критерий допустимости удобно выразить в виде соотношений для граничных значений первичного тока и сопротивления вторичной цепи. Если  $L_2 = L_{s2} + L_H = 0$ , то

$$I'_1 = \sqrt{(I'_0)^2 + [(1 - f_i) I'_1]^2},$$

откуда

$$I'_1 = \frac{H_{sd} l}{\omega_2 \sqrt{1 - (1 - f_i)^2}}$$

Обозначая через  $H_{sd}$  действующее значение напряженности магнитного поля, соответствующей колену кривой намагничивания для действующих значений напряжения и тока, а через  $f_{i \min}$  минимальное значение токовой погрешности трансформатора, получаем граничное значение  $I'_{1гр}$ , начиная с которого при  $f_{i \min}$  допускается расчет по «спрямленной» характеристике:

$$I'_{1гр} = \frac{H_{sd} l}{\omega_2 \sqrt{1 - (1 - f_{i \min})^2}} \quad (2a)$$

Значения  $H_{sd}$  и  $f_{i \min}$  достигаются при некотором граничном сопротивлении  $r_{2гр}$ . Его величину определим через значение, соответствующее колену амплитудной динамической характеристики трансформатора:

$$r_{2гр} = \frac{222 B_s \omega_2 s}{I'_1} \quad (2б)$$

В качестве примера рассмотрим трансформатор тока типа ТФНД-110-600/5, сердечник  $L_1, s_1 = 13,8$  см<sup>2</sup>,  $l = 93,5$  см,  $\omega_2 = 359$ ,  $H_{sd} = 1$  а/см [Л. 9]. Граничное значение тока при  $f_{i \min} = 10\%$ ,  $I'_{1гр} = 0,6$  а, граничное значение сопротивления  $r_{2гр} = \frac{187}{I'_1}$  ом. Аналогично для трансформатора типа

ТВД-35-200/5, имеющего  $s = 32,8$  см<sup>2</sup>,  $l = 42,5$  см,  $\omega_2 = 39$ ,  $H_{sd} = 10$  а/см,  $I'_{1гр} = 25,6$  а,  $r_{2гр} = \frac{42,5}{I'_1}$  ом.

Расчетами, а также из анализа процессов с помощью аналоговых вычислительных машин установлено, что для холоднокатаных сталей следует принять  $B_s = 1,7$  тл, а для горячекатаных сталей  $B_s = 1,5$  тл. Вторая точка, через которую проходит наклонный луч «спрямленной» характеристики, определяется по амплитудной динамической кривой намагничивания при напряженности магнитного поля в сердечнике, равной удельной первичной н. с.

Установившийся режим работы трансформатора тока при синусоидальной форме первичного тока. Процессы в трансформаторах тока, у которых допускается «спрямление» характеристики намагничивания, удобно представить на фазовой плоскости  $(\Psi; \frac{d\Psi}{dt})$ , разбиваемой прямыми  $\Psi = \Psi_s$  и  $\Psi = -\Psi_s$  на три области (рис. 3). Область II соответствует

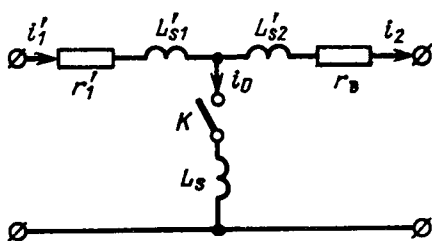


Рис. 2. Схема замещения трансформатора тока со «спрямленной» характеристикой.

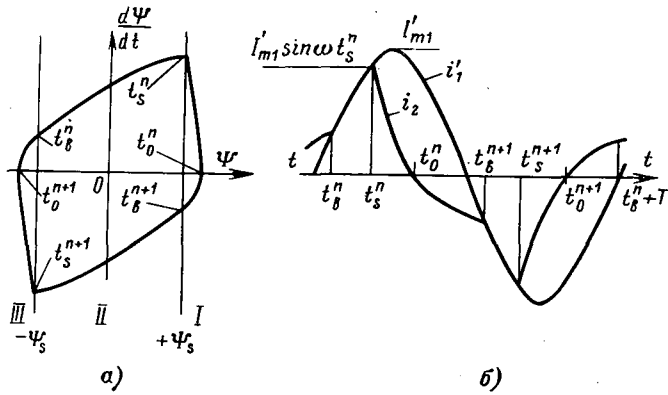


Рис. 3. Фазовая траектория (а) и кривые токов (б) установившегося режима трансформатора тока.

«идеальной» трансформации, а области I и III соответствуют замкнутому состоянию ключа *K* на схеме замещения (рис. 2). В этих условиях используется метод точечных преобразований [Л. 10], применяя который, сводим задачу отыскания характерных точек кривой вторичного тока трансформатора тока к отысканию неподвижных точек точечного преобразования. Рассмотрим трансформатор, у которого  $f_i \geq 10\%$ . Интервал повторяемости равен периоду промышленной частоты *T*, нагрузку считаем активно-индуктивной. В зоне II

$$\int_{\omega t_B^n}^{\omega t_S^n} (i'_1 r_2 + L_2 \frac{di'_1}{dt}) dt = 2\Psi_s.$$

В зоне I

$$\int_{\omega t_S^n}^{\omega t_B^{n+1}} (i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}) dt = 0.$$

При  $i'_1 = I'_{m1} \sin \omega t$

$$\left. \begin{aligned} 2\Psi_s &= \frac{I'_{m1} r_2}{\omega} (\cos \omega t_B^n - \cos \omega t_S^n) + \\ &+ L_2 I'_{m1} (\sin \omega t_S^n - \sin \omega t_B^n); \\ \sin \left[ \omega t_B^{n+1} - \arctg \frac{\omega L_s r_2}{r_2^2 + \omega^2 (L_s + L_2) L_2} \right] \times \\ &\times \exp \left( \frac{t_B^{n+1}}{\tau_2} \right) = \sin \left[ \omega t_S^n - \arctg \times \right. \\ &\times \left. \frac{\omega L_s r_2}{r_2^2 + \omega^2 (L_s + L_2) L_2} \right] \exp \left( \frac{t_S^n}{\tau_2} \right); \\ t_B^{n+1} &= t_B^n + \frac{T}{2}. \end{aligned} \right\} (3)$$

В практически важном частном случае  $L_2 = 0$ , имеющем особое значение для устройств релейной защиты, поскольку трансформаторы последних нагружен в основном активными сопротивлениями жил контрольных кабелей, выражения (3) упрощаются:

$$\begin{aligned} \omega t_s^n &= \arccos \left( \cos \omega t_B^n - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right); \\ \sin (\omega t_B^{n+1} - \arctg \omega \tau_2) \exp \left( \frac{t_B^{n+1}}{\tau_2} \right) &= \\ &= \sin (\omega t_S^n - \arctg \omega \tau_2) \exp \left( \frac{t_S^n}{\tau_2} \right), \end{aligned}$$

где

$$\Psi_m = \frac{I'_{m1} r_2}{\omega}.$$

Дальнейший анализ производится для  $L_2 = 0$ . В промежутке, когда трансформатор насыщен, можно записать выражения для  $i_2$  и  $i'_0$ :

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{\omega L_s}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} I'_{m1} \sin \left( \omega t + \arctg \frac{1}{\omega \tau_2} \right) + \\ &+ A_2 \exp \left( -\frac{t - t_s^n}{\tau_2} \right) \end{aligned}$$

при  $\tau_2 = \frac{L_s}{r_2}$ .

Аналогично на данном участке

$$\begin{aligned} i'_0 &= I'_{m1} \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} \sin (\omega t - \arctg \omega \tau_2) - \\ &- A_2 \left( -\frac{t - t_s^n}{\tau_2} \right), \end{aligned}$$

где  $A_2$  — амплитуда экспоненциальной составляющей, возникающей вследствие насыщения сердечника.

Экспоненциальная составляющая затухает обычно за 2—3 мсек, поэтому токи  $i_2$  и  $i'_0$  в основном определяются периодическими составляющими. Определим момент выхода трансформатора тока из насыщения, зная, что при этом  $i'_0 = 0$ . Из последнего выражения

$$\omega t_B^n \approx \arctg \omega \tau_2. \quad (4)$$

Момент насыщения при активной нагрузке определяется из (3) и (4):

$$\omega t_s^n = \arccos \left[ \cos \arctg \omega \tau_2 - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right],$$

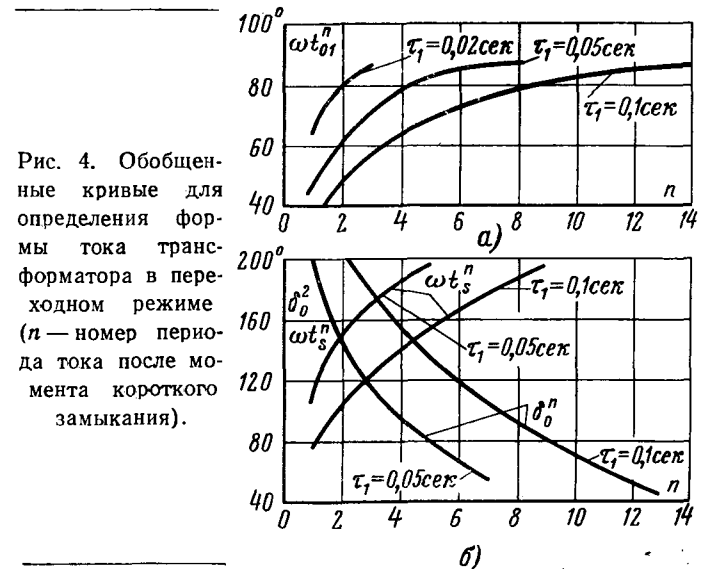


Рис. 4. Обобщенные кривые для определения формы тока трансформатора в переходном режиме (*n* — номер периода тока после момента короткого замыкания).

откуда

$$\omega t_s^n = \arccos \left( \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right). \quad (5)$$

Участок «идеальной» трансформации ограничивается сверху моментом насыщения, а снизу — моментом выхода трансформатора из насыщения. Определим нижнее значение тока  $i_{yp}$ , на котором следует формировать сигнал для сравнения фаз:

$$i_{yp} \geq I'_{m1} \frac{\omega L_s}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}}. \quad (6a)$$

Верхнее значение  $i_{yp}$  при малых погрешностях может ограничиваться либо амплитудой вторичного тока, либо моментом насыщения, т. е.

$$i_{yp} \leq I'_{m1}; \\ i_{yp} \leq I'_{m1} \sin \omega t_s^n.$$

Если  $f_i \geq 30\%$ , то верхнее значение

$$i_{yp} \leq I'_{m1} \sqrt{1 - \left( \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right)^2}. \quad (6b)$$

Момент перехода  $i_2$  через нуль определяется из выражения для  $i_2$ . Так как аperiodическая составляющая быстро затухает, то

$$\omega t_0^n \approx \pi - \arctg \frac{1}{\omega \tau_2}. \quad (7)$$

При низкой чувствительности органа сравнения фаз необходимо определять погрешность по переходу тока  $i_y$  через уровень  $1,5 I'_{m1}$  ном

$$\delta_y \approx \pi - \omega t_s^n = \pi - \arccos \left( \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_s^2}} - \frac{2\Psi_s}{\Psi_m} \right). \quad (8)$$

Погрешность по переходу тока через нуль определяется по выражению (7):

$$\delta_0 \approx \pi - \omega t_0^n = \arctg \frac{1}{\omega \tau_2}. \quad (9)$$

**Работа трансформатора в переходном режиме короткого замыкания.** Длительность интервала повторяемости не является постоянной, а постепенно уменьшаясь, стремится к периоду промышленной частоты. Как и в установившемся режиме можно записать систему уравнений переходов при  $L_2=0$  и  $i'_1 = I'_{m1}(e^{-t/\tau_1} - \cos \omega t)$ , где  $\tau_1$  — постоянная времени первичной сети. На первых двух-трех периодах после возникновения короткого замыкания отрицательные полуволны не насыщают трансформатор, поэтому уравнения переходов имеют вид:

$$\int_{\omega t_s^n}^{\omega t_B^n+1} i_2 r_2 dt = 0; \\ \int_{\omega t_s^n}^{\omega t_B^n+1} i'_1 r_2 dt = 0.$$

После преобразований получаем:

$$\left. \begin{aligned} & \frac{\tau_2}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}} [\cos(\omega t_s^n - \arctg \omega \tau_2) - \cos(\omega t_B^n - \\ & - \arctg \omega \tau_2)] = \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \left[ \exp\left(-\frac{t_B^{n+1}}{\tau_1}\right) - \right. \\ & \left. - \exp\left(-\frac{t_s^{n+1}}{\tau_1}\right) \right]; \\ & \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_s^{n+1}}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_s^{n+1} = \\ & = \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_B^{n+1}}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_B^{n+1}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Найдем выражение  $i_2$  в зонах III и I. Так как при  $t_s^n < t < t_B^{n+1}$

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{i_2}{\tau_2} = \omega I'_{m1} \sin \omega t - \frac{I'_{m1}}{\tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right),$$

то

$$i_2 = \frac{I'_{m1} \omega \tau_2}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}} \sin(\omega t - \arctg \omega \tau_2) - \frac{I'_{m1} \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) + c \exp\left(-\frac{t - t_s^n}{\tau_2}\right),$$

где  $c$  — амплитуда свободной составляющей, затухающей с постоянной времени  $\tau_2$ .

Пренебрегая быстрозатухающей аperiodической составляющей, получаем для момента перехода  $i_2$  через нуль

$$\frac{\omega \tau_2}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}} \sin(\omega t_0^n - \arctg \omega \tau_2) = \\ = \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{t_0^n}{\tau_1}\right).$$

В практических расчетах можно считать правую часть постоянной и равной  $\frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{nT}{\tau_1}\right)$ . Тогда момент перехода  $i_2$  через нуль

$$\omega t_0^n = \arctg \omega \tau_2 + \arcsin \left[ \frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}}{\omega \tau_2} \times \right. \\ \left. \times \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{nT}{\tau_1}\right) \right]. \quad (11)$$

Погрешность по переходу тока через нуль

$$\delta_0^n = \omega t_{01}^n - \omega t_0^n = \omega t_{01}^n - \arctg \omega \tau_2 - \arcsin \left[ \frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}}{\omega \tau_2} \times \right. \\ \left. \times \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{nT}{\tau_1}\right) \right].$$

При низкой чувствительности органа сравнения фаз

$$\delta_y = \omega t_{01}^n - \omega t_s^n.$$

Момент перехода  $i_1$  через нуль  $\omega t_{01}^n$  определяется при наличии в токе короткого замыкания максимальной аperiodической составляющей. Он отыскивается путем решения трансцендентного уравнения

$$\cos \omega t_{01}^n = \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right).$$

Для определения  $\omega t_{01}^n$  на рис. 4,а построена зависимость  $\omega t_{01}^n = f(\tau_1)$  при указанных выше условиях.

С целью отыскания моментов насыщения  $\omega t_s^n$  в переходном режиме рассмотрим более простую задачу, когда характеристика намагничивания заменяется ПХН, а нагрузка имеет активный характер. В этом случае моменты перехода первичного тока через нуль совпадают с моментами выхода трансформатора из насыщения и система (10) упрощается:

$$\left. \begin{aligned} \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_s^{n+1}}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_s^{n+1} &= \\ = \omega \tau_1 \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right) + \sin \omega t_{01}^n; \\ \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right) &= \cos \omega t_{01}^n; \\ \cos \omega t_s^n - \cos \omega t_s^{n+1} &= \exp\left(-\frac{t_{01}^n}{\tau_1}\right) - \\ - \exp\left(-\frac{t_s^n}{\tau_1}\right). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Таким образом, затухание переходных погрешностей происходит в соответствии с апериодической составляющей  $i_1$ . Для расчета погрешностей достаточно определить первый момент насыщения, а затем по переходу первичного тока через нуль определить последующие моменты насыщения, которые не зависят от значения сопротивления нагрузки, кратности токов, а определяются только предшествующим моментом перехода  $i_1$  через нуль. Эти рассуждения позволяют построить обобщенные кривые моментов насыщения и моментов перехода через уровень, превышающий  $1,5 I'_{m1 \text{ ном}}$  (рис. 4,б).

Определим первый момент насыщения. Известно [Л. 1], что

$$\Psi_s = \Psi_n + \Psi_m \left\{ \omega \tau_1 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t_s'}{\tau_1}\right) \right] - \sin \omega t_s' \right\}, \quad (13)$$

где  $\omega t_s'$  — первый момент насыщения.

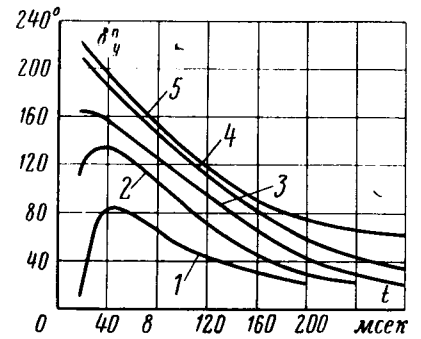
Насыщение трансформатора тока в зависимости от кратности тока короткого замыкания, сопротивления нагрузки и постоянных времени первичной и вторичной цепей может происходить как на первом, так и на последующих периодах. Поэтому решение уравнения для первого момента насыщения производится в два этапа. Сначала определяется ориентировочно величина  $t_s'$ , а затем ее значение уточняется путем аппроксимации экспоненты и синусоидальной функции отрезками прямых линий (см. приложение 2). Ориентировочно можно считать [Л. 3]

$$t_s' \approx \tau_1 \ln \frac{\omega \tau_1}{\omega \tau_1 + 1 - \frac{\Psi_s - \Psi_r}{\Psi_m}}. \quad (14)$$

Оценка точности полученных формул производилась сравнением с экспериментальными данными, обработанными по правилам математической статистики, и сравнением с другим, распространен-

Рис. 5. Кривые погрешностей по переходу через уровень  $1,5 I'_{m1 \text{ ном}}$  в переходном режиме короткого замыкания ( $\tau_1 = 0,1 \text{ сек}$ ;  $B_r = +0,8 \text{ тл}$ ; материал сердечника — сталь Э41).

$1 - r_n = 0,1 r_{\text{доп}}$ ;  $2 - r_n = 0,25 r_{\text{доп}}$ ;  $3 - r_n = 0,5 r_{\text{доп}}$ ;  $4 - r_n = r_{\text{доп}}$ ;  $5 - r_n = 1,5 r_{\text{доп}}$ .



ным методом расчета, выполненным при тех же исходных данных. Для оценки точности по первому способу была изготовлена физическая модель трансформатора тока, рассчитанная по критериям неполного приближенного подобия [Л. 11]. Погрешность расчетов не превышала  $+7$  ( $-9\%$ ). Наиболее вероятное значение ошибки не более  $5\%$ . Для оценки точности по второму способу производилось сопоставление полученных результатов и результатов моделирования с помощью АВМ [Л. 1]. Моделировались трансформаторы тока типа ТПШФ-10-3000/5 при  $\tau_1 = 0,02 - 0,1 \text{ сек}$  в диапазоне нагрузок  $r_n = (0 - 1,5) r_{\text{доп}}$ , где под  $r_{\text{доп}}$  понимается сопротивление нагрузки, обеспечивающее при заданной кратности  $i_1$   $10\%$ -ную токовую погрешность. Результаты моделирования представлены на рис. 5. Сопоставление этих результатов с обобщенными кривыми показывает, что расчет по ПХН может вносить ошибки, превышающие  $15\%$ , в то время как расчет по «спрямленной» характеристике дает ошибки не более чем  $10\%$ .

**Приложение 1.** Выведем уравнение свободной составляющей тока  $i_2$ , возникающей вследствие насыщения сердечника, когда по первичной обмотке протекает синусоидальный ток. Пренебрежем влиянием вынужденной составляющей на значение свободного тока, полагая, что вынужденная составляющая устанавливается мгновенно. Заменим однозначную характеристику  $B = f(H)$  ломаной линией, состоящей из  $n$  участков. Начальный участок 1 ломаной линии соответствует «идеальной» трансформации, т. е.

$$i_2 = i_1' = I'_{m1} \sin \omega t.$$

В момент  $t_1$  рабочая точка переходит на участок 2, при этом

$$i_2(t_1) = I'_{m1} \sin \omega t_1.$$

Свободная составляющая  $i_2$  на участке 2

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp\left[-\frac{t - t_1}{\tau_2}\right].$$

Соответственно на третьем участке

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp\left[-\frac{t_2 - t_1}{\tau_2} - \frac{t - t_2}{\tau_3}\right].$$

Применяя метод математической индукции, получаем общее выражение для свободной составляющей  $i_2$  на  $n$ -м участке ( $n > 3$ ):

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp\left[-\frac{t_2 - t_1}{\tau_2} - \frac{t_3 - t_2}{\tau_3} - \dots - \frac{t_n - t_{n-1}}{\tau_n}\right],$$

где  $i_2$  — значение свободной составляющей на участке  $n$ ;  $L_{sn}$  — индуктивность ветви намагничивания, соответствующая участку  $n$ ;  $\tau_n = \frac{L_2 + L_{sn}}{r_2}$  — постоянная времени, соответствующая участку  $n$ ;  $t_{n-1}$  — момент времени, соответствующий переходу рабочей точки с участка  $(n-1)$  на участок  $n$ .

Устремим число отрезков  $n$  к бесконечности и отыщем предел выражения (1) при  $L_2=0$ :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \lim_{n \rightarrow \infty} \exp \left[ -\frac{l r_2}{\omega_2^2 s} \left( \frac{t_2}{\mu_{d2}} - \frac{t_1}{\mu_{d2}} + \frac{t_3}{\mu_{d3}} - \frac{t_2}{\mu_{d3}} + \dots + \frac{t_n}{\mu_{dn}} - \frac{t_{n-1}}{\mu_{dn}} \right) \right],$$

так как при активной нагрузке

$$\tau_n = \frac{L_{sn}}{r_2} = \frac{\Delta B_n}{\Delta H_n} \frac{\omega_2^2 s}{l r_2} = \mu_{dn} \frac{\omega_2^2 s}{l r_2},$$

где  $\Delta B_n$ ,  $\Delta H_n$  — приращения индукции и напряженности поля в сердечнике, соответствующие участку  $n$ ;  $\mu_{dn} = \frac{\Delta B_n}{\Delta H_n}$  — средняя абсолютная магнитная проницаемость, соответствующая участку  $n$ .

Обозначим

$$\beta_n = \frac{1}{\mu_{dn}}, \quad \Delta \beta_{n-1} = \frac{1}{\mu_{d(n-1)}} - \frac{1}{\mu_{dn}},$$

тогда

$$\lim_{n \rightarrow \infty} i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \lim_{n \rightarrow \infty} \exp \left[ -\frac{l r_2}{\omega_2^2 s} \left( \frac{t}{\mu_{dn}} - \frac{t_1}{\mu_{d2}} + t_2 \Delta \beta_2 + t_3 \Delta \beta_3 + \dots + t_{n-1} \Delta \beta_{n-1} \right) \right].$$

Совершая предельный переход, получаем

$$i_2 = I'_{m1} \sin \omega t_1 \exp \left[ \frac{l r_2}{\omega_2^2 s} \left( \frac{t_1}{\mu_{d2}} - \frac{t}{\mu_{dn}} + \int_{\mu_{d2}}^{\mu_{d(n-1)}} \frac{t}{\mu_d^2} d\mu_d \right) \right].$$

Таким образом, по вторичной цепи реального трансформатора, имеющего плавную характеристику намагничивания, возникает свободный ток. Этот ток при использовании «спрямленной» характеристики заменяют эквивалентной экспонентой.

**Приложение 2.** Насыщение трансформатора тока, как видно из выражения (13), происходит в моменты, когда функция  $\sin \omega t$  убывает, т. е.  $\frac{T}{4} \leq \omega t \leq \frac{3T}{4}$ . На основе метода наименьших квадратов было получено выражение, аппроксимирующее синусоиду на участке ее убывания,

$$-\sin \omega t = 0,247 \left[ t - \frac{T}{2} (2n-1) \right],$$

где  $n$  — номер периода, время  $t$  выражено в миллисекундах.

Аналогично для экспоненциальной составляющей индукции

$$\omega \tau_1 \left[ 1 - \exp \left( -\frac{t}{\tau_1} \right) \right] \approx 0,22t, \quad t \leq 1,25\tau_1;$$

$$\omega \tau_1 \left[ 1 - \exp \left( -\frac{t}{\tau_1} \right) \right] \approx 0,173\tau_1 + 0,047t, \quad t \approx 1,25\tau_1,$$

где  $t$  выражено в миллисекундах.

Порядок использования этих выражений следующий. Сначала по формуле (14) ориентировочно отыскивается номер периода, на котором происходит насыщение. Затем, подставляя значение  $n$  в (13), отыскиваем точное значение  $t'_s$ . В случае, если номер периода по формуле (14) определен неверно, в (13) вместо  $n$  подставляем значение  $(n+1)$ .

**Выводы.** 1. Предлагаемый метод расчета мгновенных значений вторичного тока трансформатора тока, в основу которого положено использование «спрямленной» характеристики, позволяет более точно описать характерные точки кривой тока.

2. Область применения «спрямленной» характеристики охватывает большинство существующих трансформаторов тока, если первичный ток и сопротивление нагрузки удовлетворяют выражениям (2а) и (2б). Исключение составляют шинные трансформаторы тока, у которых сталь сердечника насыщается вследствие влияния соседних фаз.

#### Литература

1. Кужеков С. Л., Исследование погрешностей трансформаторов тока на аналоговых вычислительных машинах, Изв. вузов, «Энергетика», 1967, № 7.
2. Hermann Haeg, Markus Forster, Elektronischer Sammelschienenschutz, «Brown Boveri Mitteilungen», Bd 53, № 4/5.
3. Дроздов А. Д., Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите, изд-во «Энергия», 1965.
4. Сирота И. М., Переходные режимы работы трансформаторов тока, Изд. АН УССР, 1961.
5. Дмитриев К. С. и др., Метод расчета токовой и угловой погрешности трансформатора тока при глубоком насыщении сердечника, «Электричество», 1967, № 12.
6. Дроздов А. Д. и др., Повышение надежности срабатывания электромагнитных реле при перегруженных трансформаторах тока, Изв. вузов, «Электромеханика», 1967, № 10.
7. Хлебников С. Д. и Подгорный Э. В., О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформатора тока в переходных режимах, «Электричество», 1966, № 9.
8. Атабеков Г. И., Релейная защита высоковольтных сетей, Госэнергоиздат, 1949.
9. Инструкция по проверке трансформаторов тока, используемых в схемах релейной защиты, Госэнергоиздат, 1960.
10. Андронов А. А. и др., Теория колебаний, Физматгиз, 1959.
11. Кужеков С. Л., Физическое моделирование защитных трансформаторов тока, Изв. вузов, «Электромеханика», 1967, № 10.

[3.3.1970]

УДК 621.314.224

## Анализ и расчет нелинейных трансформаторов тока в переходных режимах

Канд. техн. наук Б. С. СТОГНИИ

Киев

Трудности анализа и расчета трансформаторов тока в переходном режиме обусловлены в основном нелинейностью характеристик ферромагнитных сердечников и влиянием остаточной индукции. Недостаточно полный учет этих факторов приводит к значительным погрешностям расчета [Л. 1—7]. Из известных методов наибольшей точностью и

общностью применения отличаются графо-аналитический по последовательным интервалам [Л. 8] и расчет на аналоговых вычислительных машинах [Л. 9], позволяющие с достаточным приближением учесть все упомянутые факторы. Однако эти методы не обладают общностью решения — расчет проводится каждый раз для конкретных параметров.