

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 ωt_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 ωt_s , момента выхода из насыщения ωt_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 δ_0 и уровень $1,5 I_{ном}$, которую обозначим как δ_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 Φ — 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 слабозагруженных 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]



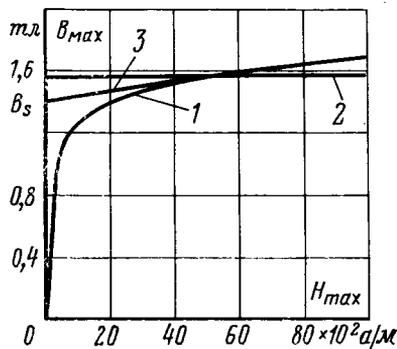


Рис. 1. Способы аппроксимации кривой намагничивания.

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

сердечника ωt_s , когда $B = B_s$, ключом K параллельно сопротивлению нагрузки включается дифференциальная индуктивность ветви намагничивания L_s . Значение L_s определяют по приращениям ΔB и ΔH 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 ωt_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-

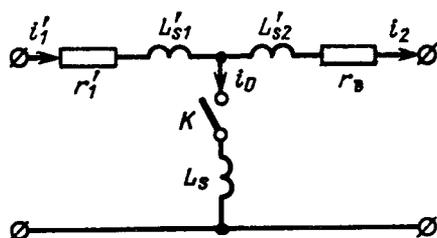


Рис. 2. Схема замещения трансформатора тока со «спрямленной» характеристикой.

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 , $s_1 = 13,8$ см², $l = 93,5$ 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 $s = 32,8$ см², $l = 42,5$ 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

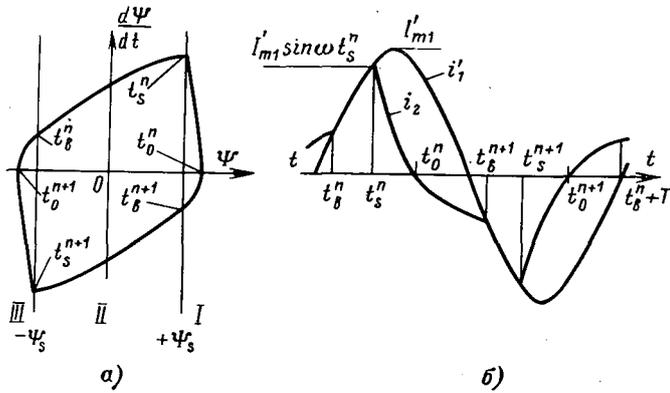


Рис. 3. Фазовая траектория (а) и кривые токов (б) установившегося режима трансформатора тока.

«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):

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

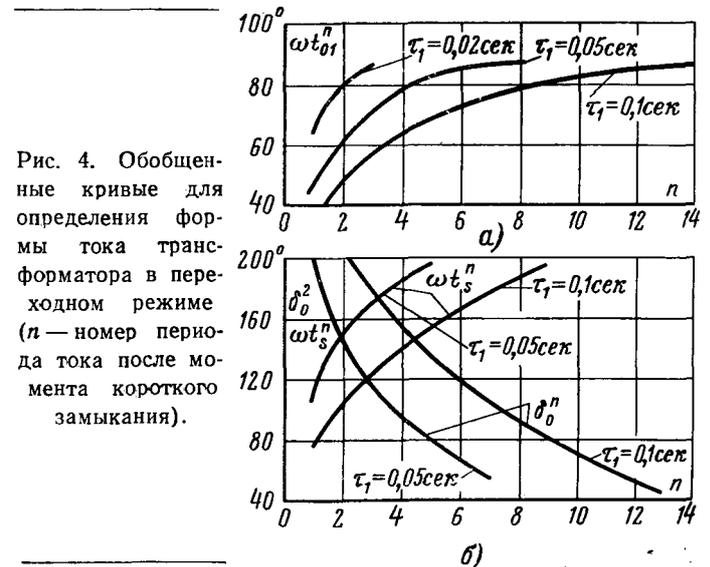


Рис. 4. Обобщенные кривые для определения формы тока трансформатора в переходном режиме (*n* — номер периода тока после момента короткого замыкания).

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

С целью отыскания моментов насыщения ωt_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 аperiodической 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.

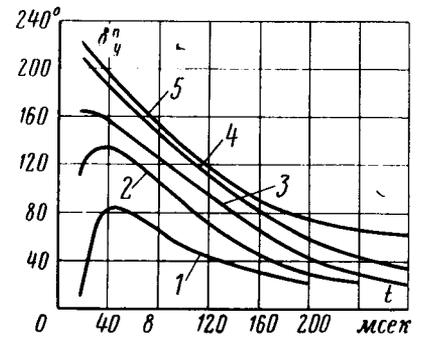
Насыщение трансформатора тока в зависимости от кратности тока короткого замыкания, сопротивления нагрузки и постоянных времени первичной и вторичной цепей может происходить как на первом, так и на последующих периодах. Поэтому решение уравнения для первого момента насыщения производится в два этапа. 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 ΔB_n , ΔH_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.