

ПОВЕДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА С ВОЗДУШНЫМ ЗАЗОРОМ ПРИ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЯХ В ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ

И. Д. КУТЯВИН

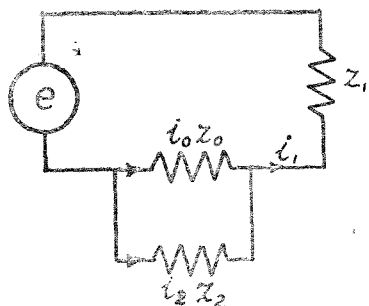
В первой части настоящей работы, публикуемой в этом же томе „Известия института“ под названием „Расчёт трансформаторов тока с воздушным зазором“, нами исследовано поведение рассматриваемых трансформаторов при установившемся режиме в первичной цепи и при индукциях в сердечнике до 10 кГс. В указанной статье установлены также основные положения для выбора величины воздушного зазора и других параметров трансформатора.

В настоящей статье содержатся результаты исследования поведения изучаемого трансформатора при коротких замыканиях в первичной цепи. При этом перед исследованием ставились следующие задачи:

- 1) изучение характера изменения намагничивающего и вторичного токов при коротком замыкании в первичной цепи;
- 2) отыскание достаточно точного способа аналитического определения этих токов;
- 3) определение максимально допустимой индукции в сердечнике при условии сохранения прямолинейности характеристики трансформатора;
- 4) определение максимально допустимого первичного тока короткого замыкания трансформатора с точки зрения насыщения сердечника.

Вывод выражений для тока намагничивания и вторичного тока рассматриваемого трансформатора при коротком замыкании в первичной цепи

Для вывода основных соотношений при переходном процессе воспользуемся схемой простейшей первичной цепи с включенной в неё схемой замещения трансформатора тока, как это показано на фиг. 1. Общее сопротивление первичной цепи после возникновения короткого замыкания обозначим через z_1 и будем считать, что оно включает в себя активное сопротивление и сопротивление рассеяния первичной обмотки трансформатора. Потери в стали не учитываем ввиду того, что основную долю магнитного сопротивления сердечника составляет воздушный зазор.



Фиг. 1

Все величины, указанные на схеме фиг. 1, считаются приведенными к числу витков вторичной обмотки трансформатора.

Для вывода выражений токов i_0 и i_2 рассмотрим включение цепи, состоящей из сопротивлений $z_1(p)$, $z_2(p)$ и $z_0(p)$, на синусоидальную э.д.с. $e = E_m \sin(\omega t + \alpha)$ при условии, что $i_1(0) = 0$, $i_2(0) = 0$ и $i_0(0) = 0$.

Изобразим указанную э. д. с. комплексом $\dot{E}(t) = \dot{E}_m e^{j\omega t}$, где $\dot{E}_m = E_m e^{j\alpha}$, и примем во внимание, что

$$\dot{E}(t) \doteq E(p) = \dot{E}_m \frac{p}{p - j\omega}.$$

Тогда комплексное выражение первичного тока

$$\dot{I}_1(t) \doteq I_1(p) = \frac{E(p)}{z(p)} = \frac{p \dot{E}_m}{z_1(p)(p - j\omega)}. \quad (1)$$

При этом мы считаем, что общим сопротивлением схемы замещения трансформатора можно пренебречь по сравнению с сопротивлением первичной цепи.

Комплексное выражение тока намагничивания трансформатора

$$\begin{aligned} \dot{I}_0(t) \doteq I_0(p) &= I_1(p) \frac{z_2(p)}{z_2(p) + z_0(p)} = \frac{p \dot{E}_m z_2(p)}{(p - j\omega) z_1(p) [z_2(p) + z_0(p)]} = \\ &= \frac{p \dot{E}_m (r_2 + p L_2)}{(p - j\omega) (r_1 + p L_1) [r_2 + p (L_2 + L_0)]} = p \frac{G_0(p)}{F(p)}, \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{где} \quad G_0(p) = \dot{E}_m (r_2 + p L_2); \quad (3)$$

$$F(p) = (p - j\omega) (r_1 + p L_1) [r_2 + p (L_2 + L_0)]. \quad (4)$$

Аналогично этому комплексное выражение вторичного тока:

$$\dot{I}_2(t) \doteq I_2(p) = \frac{p \dot{E}_m p L_0}{(p - j\omega) (r_1 + p L_1) [r_2 + p (L_2 + L_0)]} = p \frac{G_2(p)}{F(p)}, \quad (5)$$

$$\text{где} \quad G_2(p) = \dot{E}_m p L_0. \quad (6)$$

Корни операторного уравнения (4) $F(p) = 0$:

$$p_1 = -\frac{r_1}{L_1} = -\frac{1}{T_1}; \quad p_2 = -\frac{r_2}{L_2 + L_0} = -\frac{1}{T_2}; \quad p_3 = j\omega. \quad (7)$$

Производная операторной функции (4):

$$\begin{aligned} F'(p) &= L_1 (L_2 + L_0) [(p - p_1)(p - p_2) + (p - p_1)(p - p_3) + \\ &\quad + (p - p_2)(p - p_3)]. \end{aligned} \quad (8)$$

Производная операторной функции $F'(p)$ при $p = p_1$:

$$F'(p_1) = L_1 (L_2 + L_0) (p - p_2)(p - p_3). \quad (9)$$

То же при $p = p_2$:

$$F'(p_2) = L_1 (L_2 + L_0) (p - p_1)(p - p_3). \quad (10)$$

То же при $p = p_3$:

$$F'(p_3) = L_1 (L_2 + L_0) (p - p_1)(p - p_2). \quad (11)$$

Тогда, пользуясь теоремой разложения, получим выражение для комплекса тока намагничивания:

$$\dot{i}_0(t) = \sum \frac{G_0(p_k)}{F'(p_k)} e^{p_k t} \Big|_{p_1, p_2, \dots, p_k} = i_{M1} \left[\frac{z_2 e^{j(\omega t + \alpha - \varphi_1 - \psi_0)}}{r_2 \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}} - \frac{(r_2 T_1 - L_2) e^{p_1 t + j(\alpha - \varphi_1)}}{r_2 (T_1 - T_2)} + \frac{L_0 \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}{r_2 (T_1 - T_2) \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}} e^{p_2 t + j(\alpha - \varphi_2)} \right]. \quad (12)$$

Переходя от комплекса тока намагничивания к его мгновенному значению, найдем следующее выражение:

$$i_0 = i_{M1} \left[a_0 \sin(\omega t + \alpha - \varphi_1 - \psi_0) - b_0 e^{-\frac{t}{T_1}} \sin(\alpha - \varphi_1) + c_0 e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\alpha - \varphi_2) \right], \quad (13)$$

где $i_{M1} = \frac{E_M}{z_1} = \frac{E_M}{r_1 \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}$ — амплитуда первичного установившегося тока, приведенного к числу витков вторичной обмотки;

$$a_0 = \frac{z_2}{r_2 \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}}; \quad (14)$$

$$b_0 = \frac{r_2 T_1 - L_2}{r_2 (T_1 - T_2)}; \quad (15)$$

$$c_0 = \frac{L_0 \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}{r_2 (T_1 - T_2) \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}}; \quad (16)$$

α — угол, характеризующий фазу э. д. с. в момент короткого замыкания;

$$\varphi_1 = \arctg \omega T_1; \quad (17)$$

$$\varphi_2 = \arctg \omega T_2; \quad (18)$$

$$\psi_0 = \arctg \frac{\omega L_0}{r_2 + \omega^2 L_2 T_2}. \quad (19)$$

Аналогично этому можно найти выражение для мгновенного значения вторичного тока, которое имеет следующий вид:

$$i_2 = i_{M2} \left[a_2 \sin(\omega t + \alpha - \varphi_1 - \psi_2) + b_2 e^{-\frac{t}{T_1}} \sin(\alpha - \varphi_1) - c_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\alpha - \varphi_2) \right], \quad (20)$$

где
$$a_2 = \frac{\omega L_0}{r_2 \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}}; \quad (21)$$

$$b_2 = \frac{L_0}{r_2 (T_1 - T_2)}; \quad (22)$$

$$c_2 = \frac{L_0 \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}{r_2 (T_1 - T_2) \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}} = c_0; \quad (23)$$

$$\psi_2 = \arctg \left(-\frac{1}{\omega T_2} \right) = \frac{\pi}{2} + \varphi_2. \quad (24)$$

Как видно из (20) и (13), вторичный ток i_2 и ток намагничивания i_0 при коротком замыкании в первичной цепи в общем случае состоят из трех составляющих.

Первый член в скобках этих выражений представляет относительное значение вынужденного периодического тока при установившемся процессе.

Второй член соответствует свободному аperiodическому току первичной цепи и поэтому затухает с постоянной времени T_1 .

Третий член представляет аperiodический свободный ток, возникающий во вторичной цепи трансформатора при коротком замыкании в первичной цепи. Затухание этого тока связано только с постоянными схемы замещения трансформатора и происходит с постоянной времени T_2 .

Определение наибольшего максимума тока намагничивания $i_0 = f(\alpha, t)$

Выражение (13) дает величину тока намагничивания в самом общем виде. Для практической оценки влияния этого тока на процессы в схемах релейной защиты большой интерес представляет знание наибольшего максимума i_0 . Эта частная величина тока i_0 необходима также и для определения максимально допустимого первичного тока короткого замыкания $I_{\text{дп}}$, при котором индукция в сердечнике достигает предельно допустимого значения $B_{\text{мд}}$. Исследуем для этого выражение (13).

Ввиду того, что первый член выражения (13) представляет установившийся периодический ток, имеющий постоянную амплитуду, исследование на максимум произведено лишь для относительного суммарного аperiodического тока намагничивания, имеющего следующее выражение:

$$i_a = b_0 e^{-\frac{t}{T_1}} \sin(\alpha - \varphi_1) - c_0 e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\alpha - \varphi_2). \quad (25)$$

Как видно из (25), суммарный аperiodический ток является функцией двух независимых переменных α и t , поэтому исследование указанного выражения на максимум следует произвести по обоим переменным.

Частная производная выражения (25) по времени t :

$$\frac{\partial i_a}{\partial t} = -\frac{b_0}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} \sin(\alpha - \varphi_1) + \frac{c_0}{T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\alpha - \varphi_2) = 0. \quad (26)$$

Частная производная исследуемого выражения по углу α :

$$\frac{\partial i_a}{\partial \alpha} = b_0 e^{-\frac{t}{T_1}} \cos(\alpha - \varphi_1) - c_0 e^{-\frac{t}{T_2}} \cos(\alpha - \varphi_2) = 0. \quad (27)$$

Решая совместно полученные уравнения (26) и (27), найдем, что

$$\operatorname{tg}(\alpha - \varphi_1) = \frac{T_1}{T_2} \operatorname{tg}(\alpha - \varphi_2); \quad (28)$$

$$e^{t \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right)} = \frac{c_0 T_1 \sin(\alpha - \varphi_2)}{b_0 T_2 \sin(\alpha - \varphi_1)}. \quad (29)$$

Заменяя в (28) тангенсы разностей углов через тангенсы этих углов и учитывая (17) и (18), получим, что угол α , соответствующий максимуму i_a , будет иметь два значения:

$$\alpha_1 = 0 \pm n\pi, \quad (30)$$

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{2} + \varphi_1 + \varphi_2 \pm n\pi. \quad (31)$$

Тогда время t_1 , соответствующее максимуму, при $\alpha = \alpha_1$, из (29):

$$t_1 = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 - T_2} \ln \frac{L_0(1 + \omega^2 T_1^2)}{(T_1 r_2 - L_2)(1 + \omega^2 T_2^2)}. \quad (32)$$

Время t_2 при $\alpha = \alpha_2$:

$$t_2 = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_1 L_0}{T_2(T_1 r_2 - L_2)}. \quad (33)$$

В соответствии с полученными значениями углов α_1 и α_2 и времён t_1 и t_2 максимум аperiodического тока будет иметь два выражения. Максимум относительной величины аperiodического тока при подстановке α_1 и t_1 в выражение (25):

$$i_{am_1} = \frac{\omega L_0 \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}}{r_2(1 + \omega^2 T_2^2)} \cdot e^{-\frac{t_1}{T_2}}. \quad (34)$$

То же при подстановке в (25) значений α_2 и t_2 :

$$i_{am_2} = \frac{L_0 e^{-\frac{t_2}{T_2}}}{(L_2 + L_0) \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}}. \quad (35)$$

Нас интересует наибольший максимум аperiodического тока, поэтому из двух выражений (34) и (35) нужно выбрать то, которое даёт искомый максимум. Для решения этой задачи определим отношение i_{am_1} к i_{am_2} :

$$\frac{i_{am_1}}{i_{am_2}} = \omega T_2 \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T_1^2}{1 + \omega^2 T_2^2}} \cdot e^{\frac{t_2 - t_1}{T_2}} \cong \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2} e^{\frac{t_2 - t_1}{T_2}}. \quad (36)$$

Для реальных схем электрических установок $0 < T_1 < 0,15$, поэтому множитель правой части (36), стоящий перед показательной функцией, будет больше единицы:

$$\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2} \geq 1. \quad (37)$$

Показатель степени второго множителя правой части (36) на основании (32) и (33):

$$\frac{t_2 - t_1}{T_2} = \frac{T_1}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_1(1 + \omega^2 T_2^2)}{T_2(1 + \omega^2 T_1^2)} \cong \frac{T_1}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_2}{T_1}. \quad (38)$$

Легко можно доказать, что при $T_2 \gg T_1$ показатель степени второго множителя будет находиться в следующих пределах:

$$0 > \frac{t_2 - t_1}{T_2} > (-1). \quad (39)$$

Тогда второй множитель отношения (36) будет иметь следующие пределы:

$$1 > e^{\frac{t_2 - t_1}{T_2}} > e^{-1}. \quad (40)$$

Поэтому нижний предел отношения (36) будет равен $\sqrt{1 + \omega^2 T_1^2} e^{-1}$, а следовательно, наибольшим будет максимум i_a , определяемый по выражению (34).

Учитывая изложенное для наибольшего максимума намагничивающего тока на основании (13), (14) и (34), можно написать следующее выражение:

$$i_{mo} = \frac{i_{m1}}{r_2 \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}} \left(z_2 + \omega L_0 \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T_1^2}{1 + \omega^2 T_2^2}} e^{-\frac{t}{T_2}} \right), \quad (41)$$

где $z_2 = \sqrt{r_2^2 + \omega^2 L_2^2}$ — полное сопротивление вторичной цепи трансформатора.

Если пренебречь единицей под знаком корня и принять

$$\frac{\omega L_0}{r_2} \cong T_2,$$

то выражение (41) можно упростить:

$$i_{mo} = \frac{i_{m1}}{\omega T_2} \left(\frac{z_2}{r_2} + \omega T_1 e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (41a)$$

Мгновенное значение тока намагничивания при $\alpha = \alpha_1$ и при коротком замыкании в первичной цепи:

$$i_0 = i_{m1} [a_0 \sin(\omega t - \varphi_1 - \varphi_0) + b_0 e^{-\frac{t}{T_1}} \sin \varphi_1 - c_0 e^{-\frac{t}{T_2}} \sin \varphi_2]. \quad (42)$$

Однако следует иметь в виду, что выражение (41) справедливо только для того частного случая, когда максимум периодической составляющей тока намагничивания совпадает с максимумом апериодической. Во всех остальных случаях ток i_{mo} , определённый из (41), будет больше действительного его значения. В связи с этим возникает необходимость определения времени, соответствующего максимуму периодической составляющей тока намагничивания. Это время можно вычислить на основании фиг. 2 с учётом того, что максимум i_0 будет повторяться через каждые 0,02 сек:

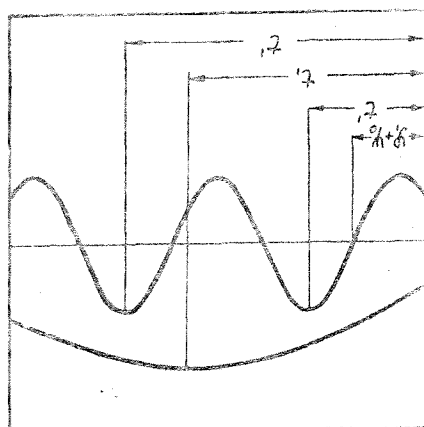
$$t' = 0,02 \left[(n-1) + \frac{\varphi_1 + \varphi_2 + 90}{360} \right], \quad (43)$$

где n — порядковый номер максимума, а φ_1 и φ_2 углы в градусах, определяемые из (17) и (18).

Тогда для максимума тока намагничивания можно получить на основании (42) следующее выражение:

$$i_{mo} = i_{m1} (a_0 + b_0 e^{-\frac{t'}{T_1}} \sin \varphi_1 - c_0 e^{-\frac{t'}{T_2}} \sin \varphi_2). \quad (44)$$

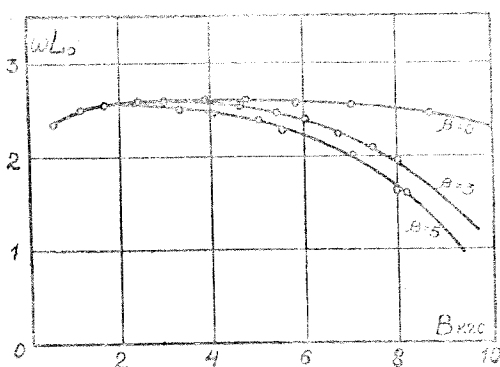
Определение максимального значения тока намагничивания i_{mo} можно производить следующим образом. Из выражения (32) находится время t_1 и из (43) путём подстановки $n = 1, 2, 3 \dots$ определяются два значения t' , ближайшие к t_1 (одно ближайшее меньшее, а другое — большее). Если при этом t_1 совпадает с одним из значений t' , то i_{mo} находят из (41) при t_1 . Если же t_1 отличается от обоих значений t' , то ток i_{mo} определяют из (44) для каждого значения t' и в расчёт принимают большую величину.



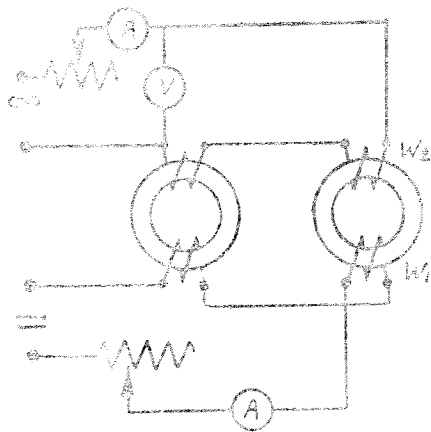
Фиг. 2

При оценке формул (41) и (44) для подсчёта i_{mo} следует иметь в виду, что при линейных постоянных схемы замещения трансформатора формула (44) должна давать точную величину i_{mo} , а формула (41) будет давать несколько преувеличенное значение тока i_{mo} , если $t_1 \neq t'$.

Однако пользование формулами (41) и (44) для определения тока i_{mo} затруднено вследствие того, что сопротивление ветви намагничивания схемы замещения трансформатора ωL_0 зависит не только от величины максимальной индукции в сердечнике, но также и от относительной величины апериодической составляющей тока i_{mo} . Это видно из фиг. 3, где показана зависимость $\omega L_0 = f(\beta, B_m)$, найденная опытным путём. Для получения этой зависимости два одинаковых трансформатора тока с воздушным зазором $\delta = 2,5 \text{ мм}$ включались по схеме фиг. 4. При определённом



Фиг. 3



Фиг. 4

постоянным подмагничивающим токе I_n устанавливался вполне определённый переменный ток, амплитуда которого была меньше постоянного тока в β раз, одновременно замерялось падение напряжения на обмотках переменного тока трансформаторов. Тогда сопротивление ветви намагничивания вычислялось по приближённой формуле:

$$\omega L_0 \cong \frac{U_{\sim}}{2I_{\sim}}, \quad (45)$$

а относительная величина постоянного подмагничивающего тока (апериодической составляющей) находилась из отношения:

$$\beta = \frac{W_1 I_n}{\sqrt{2} W_2 I_{\sim}}. \quad (46)$$

По полученным данным и построены кривые фиг. 3 для $\beta = 0; 3; 5$. При этом максимальная индукция B_m , откладывавшаяся по оси абсцисс, определялась по суммарным максимальным ампервиткам $W_1 I_n + \sqrt{2} W_2 I_{\sim}$.

Для того, чтобы вычислить ток i_{mo} по одному из выражений (41) или (44), нужно определить по фиг. 3 расчётное сопротивление ωL_0 для заданной максимально допустимой индукции B_{md} и наибольшего возможного значения β . Эту последнюю величину (т. е. β) можно найти из отношения i_{am_1} к a_0 (см. выражения 34 и 14):

$$\beta = \frac{\omega L_0}{z_2} \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T_1^2}{1 + \omega^2 T_2^2}} e^{-\frac{t_1}{T_2}} \cong \omega T_1 e^{-\frac{t_1}{T_2}} \cos \varphi, \quad (47)$$

где

$$\cos \varphi = \frac{r_2}{\omega L_0}$$

определяется по данным вторичной цепи трансформатора.

Показатель степени t_1/T_2 можно вычислить по упрощенной формуле, полученной из (32), так как величина L_0 ещё не известна:

$$\frac{t_1}{T_2} = \frac{T_1}{T_1 - T_2} \ln \frac{L_0(1 + \omega^2 T_1^2)}{(T_1 r_2 - L_2)1 + \omega^2 T_2^2} = \frac{T_1}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_1}{T_2}. \quad (48)$$

Это упрощение сводится к тому, что отношение

$$\frac{L_0}{r_2} \cong T_2$$

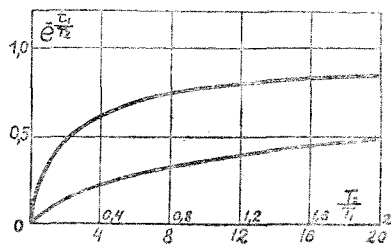
и пренебрегается единицей и величиной L_2 по сравнению с $T_1 r_2$ в знаменателе.

При вычислении β по выражению (47) можно воспользоваться фиг. 5, где приведена зависимость

$$e^{-\frac{t_1}{T_2}} = f\left(\frac{T_2}{T_1}\right)$$

в виде двух кривых, причем кривая (1) построена для более крупного масштаба оси абсцисс.

Таким образом, для вычисления тока i_{mo} нужно найти ωL_0 , а для определения ωL_0 необходимо знать постоянную времени T_2 , которая сама зависит от L_0 . Поэтому определение величины ωL_0 можно произвести только методом последовательного приближения, при котором сначала следует задаться отношением T_2 к T_1 и вычислить β , а затем по фиг. 3 найти ωL_0 . Решение данной задачи ускоряется тем, что в реальных установках постоянная времени $T_2 \gg T_1$, а для этих условий экспоненциальный множитель, входящий в (47) (как это видно из фиг. 5), меняется очень мало.



Фиг. 5

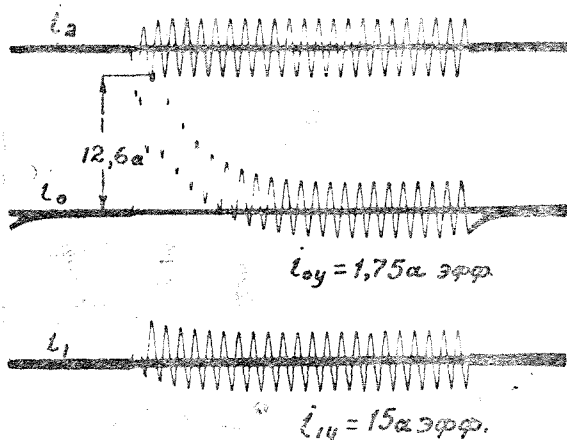
Экспериментальная проверка полученных выводов

С целью экспериментальной проверки полученных выше выводов было снято при опыте короткого замыкания большое количество осциллограмм с записью токов i_1 , i_2 и i_0 , одна из которых приведена на фиг. 6, а остальные использованы для построения кривых фиг. 7. Опыты были произведены для трансформатора тока с воздушным зазором $\delta = 0,25$ см, сечением сердечника $q = 10$ см² и с обмотками по 100 витков каждая. Полное сопротивление вторичной цепи было чисто активным и составляло 0,38 ома. Применение для описываемых опытов модели трансформатора тока с воздушным зазором пониженной мощности было вызвано тем, что использование трансформатора с нормальной мощностью и с коэффициентом трансформации, равным единице, искажало результаты опытов при коротком замыкании.

На фиг. 6 показано изменение токов i_1 , i_2 , и i_0 при коротком замыкании, когда установившийся первичный ток I_1 составлял 15 а и постоян-

ная времени первичной цепи $T_1 = 0,025$ При этом максимальная амплитуда тока намагничивания $i_{mo} = 12,6$ а и наступает примерно через полтора периода после начала переходного процесса. Индукция в сердечнике, соответствующая току i_{mo} , составляет 8,8 кгс.

Далее, на фиг. 7 приведена зависимость наибольшего максимума тока намагничивания i_{mo} от действующего значения установившегося первичного тока I_1 (кривая 1), снятая при переходном процессе и при $\alpha \cong \alpha_1$ и $T_1 = 0,025$ сек.



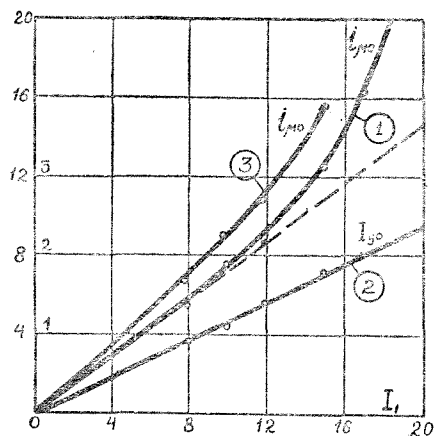
Фиг. 6

Здесь же показана зависимость действующего значения установившегося тока намагничивания I_{yo} от тока I_1 — кривая (2).

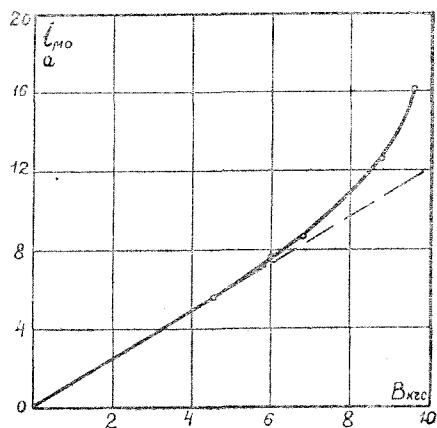
Как видно из фиг. 7, зависимость $i_{mo} = f(I_1)$ при первичном токе I_1 до $10a$ близка к прямой, а затем ток i_{mo} начинает резко возрастать, что указывает на появление насыщения стали сердечника. Это наглядно иллюстрируется фиг. 8, где приведена зависимость тока i_{mo} от индукции в сердечнике B при переходном процессе, показывающая, что ток i_{mo} начинает резко

возрастать, начиная с индукции 8—9 кгс. Для определения степени отклонения кривой i_{mo} от прямой на фиг. 7 и 8 проведена вспомогательная пунктирная прямая.

Далее, кривая (3) фиг. 7 дает зависимость $i_{mo} = f(I_1)$, вычисленную по формуле (41a) для условий, совпадающих с опытными. Сравнение этой кривой с кривой (1) показывает, что (как и следовало ожидать) формула



Фиг. 7



Фиг. 8

(41a) дает завышенную на 20—30% величину i_{mo} по сравнению с опытом. Это объясняется тем, что при вычислении i_{mo} в (41a) подставлялось сопротивление ωL_o , соответствующее моменту наступления i_{mo} , а между тем это сопротивление в течение переходного процесса меняется и в период наступления i_{mo} имеет наименьшую величину. Это вызвано тем, что величина β при переходном процессе меняется от значений $\beta < 1$ в начальный

момент до значений $\beta \gg 1$ в момент поступления i_{mo} . То обстоятельство, что формула (41a) даёт завышенное значение i_{mo} , не снижает её ценности.

Следует еще отметить, что формула (41a), являясь приближенной, даёт i_{mo} , завышенное на 3—5% по сравнению с формулой (41).

Проведённые многочисленные опыты с описанной выше моделью трансформатора тока с воздушным зазором показывают возможность создания трансформатора тока с линейными постоянными.

Из фиг. 8 видно, что для сохранения линейности постоянных изучаемых трансформаторов индукция в их сердечниках при любых режимах работы не должна превышать 8—9 кГс.

Линейность постоянных рассматриваемых трансформаторов позволит вычислять токи намагничивания и их производные (например, токи небаланса дифференциальных защит) при коротких замыканиях аналитическим способом, что упростит изучение свойств защит и наладку их в условиях эксплуатации.

Проведенные опыты, а также выражение (41) показывают, что величина i_{mo} растет с ростом постоянной времени T_1 , поэтому при определении тока i_{mo} или его производных необходимо учитывать наибольшую возможную величину T_1 для данной точки системы.

Определение максимально допустимого первичного тока короткого замыкания для трансформатора

Найдем выражение максимально допустимого первичного тока короткого замыкания для трансформатора, при котором индукция в сердечнике достигает предельно допустимой величины. Воспользуемся для этого вторым законом Кирхгофа для магнитной цепи трансформатора (потоками рассеяния и потерями в стали пренебрегаем):

$$i_1 W_1 + i_2 W_2 = i_0 W_2 = \Phi R_m, \quad (49)$$

где Φ — мгновенное значение магнитного потока в сердечнике и

R_m — магнитное сопротивление сердечника, основную долю которого составляет сопротивление воздушного зазора. С учетом указанных выше допущений выражение (49) можно применить и для максимальных значений, входящих в него величин, а именно:

$$i_{mo} W_2 = \Phi_m R_m. \quad (50)$$

Максимальный магнитный поток Φ_m , входящий в (50), можно выразить через предельно допустимую индукцию:

$$\Phi_m = q B_{md}, \quad (51)$$

где q — сечение сердечника в см² и

$B_{md} = 8—9$ кГс — предельно допустимая индукция.

Для определения магнитного сопротивления сердечника можно воспользоваться формулой коэффициента индуктивности торойда, имеющей следующий вид:

$$L = \frac{4\pi W^2 10^{-9}}{R_m}. \quad (52)$$

Магнитное сопротивление сердечника трансформатора на основании (52) будет иметь следующее выражение:

$$R_m = \frac{4\pi W_2^2 10^{-9}}{L_0} = \frac{4\pi \omega W_2^2 10^{-9}}{\omega L_0}, \quad (53)$$

где L_0 — коэффициент индуктивности ветви намагничивания схемы замещения трансформатора и

$\omega = 2\pi f$ (f — число периодов тока).

Тогда максимально допустимое действующее значение периодической составляющей тока короткого замыкания в начальный момент времени (сверхпереходный ток) на основании (41), (50), (51) и (53):

$$I_{\partial 1} = \frac{q B_{\text{мд}} R_{\text{м}} r_2 \sqrt{1 + \omega^2 T_2^2}}{\sqrt{2} W_1 \left(Z_2 + \omega L_0 \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T_1^2}{1 + \omega^2 T_2^2}} e^{-\frac{t_1}{T_2}} \right)}. \quad (54)$$

Выражение (54) можно несколько упростить, если под знаком корня пренебречь единицей по сравнению с $\omega^2 T_2^2$:

$$I_{\partial 1} = \frac{q B_{\text{мд}} R_{\text{м}} \omega (L_2 + L_0)}{\sqrt{2} W_1 \left(Z_2 + \omega L_0 \frac{T_1}{T_2} e^{-\frac{t_1}{T_2}} \right)}. \quad (55)$$

Произведем теперь исследование зависимости $I_{\partial 1}$ от величин, входящих в правую часть выражения (55). Воспользуемся для этого данными примера, помещённого в упомянутой выше статье автора „Расчёт трансформаторов тока с воздушным зазором“. Эти данные следующие: первичный номинальный ток трансформатора $I_{\text{н1}} = 400 \text{ а}$, вторичный номинальный ток $I_{\text{н2}} = 1 \text{ а}$, первичное число витков $W_1 = 1$, вторичное число витков $W_2 = 400$, площадь сечения сердечника $q = 25 \text{ см}^2$, воздушный зазор $\delta = 0,3 \text{ см}$, активное сопротивление вторичной обмотки $r_{T_2} = 1 \text{ ом}$ и реактивное $\omega L_{T_2} = 0$, активное сопротивление нагрузки $r_{\text{н2}} = 1 \text{ ом}$ и реактивное $\omega L_{\text{н2}} = 3,2 \text{ ом}$, сопротивление ветви намагничивания при $B = 9 \text{ кгс} - \omega L_0 = 72 \text{ ом}$.

Кроме того, примем $B_{\text{мд}} = 9 \text{ кгс}$ и $T_1 = 0,1 \text{ сек}$.

Магнитное сопротивление сердечника из (53):

$$R_{\text{м}} = \frac{4\pi \cdot 314 \cdot 400^2 \cdot 10^{-9}}{72} = 8,75 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\text{а}}{\text{вб}}.$$

Постоянная времени вторичной цепи трансформатора на основании (7):

$$T_2 = \frac{72 + 3,2}{314(1 + 1)} = 0,12 \text{ сек}.$$

Время, соответствующее максимуму тока намагничивания, из (27):

$$t_1 = \frac{0,1 \cdot 0,12}{0,1 - 0,12} \ln \frac{72 \cdot 0,1^2}{(314 \cdot 0,1 \cdot 2 - 3,2) 0,12^2} = 0,105 \text{ сек}.$$

Максимально допустимый ток короткого замыкания из (55):

$$I_{\partial 1} = \frac{25 \cdot 9 \cdot 10^3 \cdot 8,75 \cdot 10^{-3} (72 + 3,2)}{2 \left(3,8 + 72 \frac{0,1}{0,12} e^{-0,88} \right)} = 3640 \text{ а}.$$

Кратность тока $I_{\partial 1}$ по отношению к номинальному току $I_{\text{н1}} = 400 \text{ а}$:

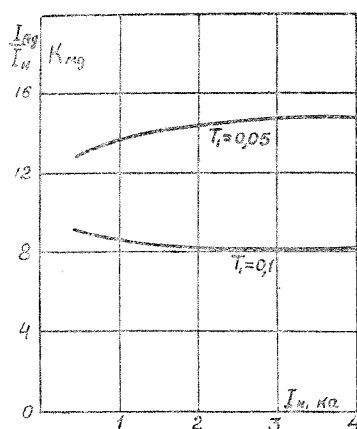
$$K_{\text{мд}} = \frac{I_{\partial 1}}{I_{\text{н1}}} = \frac{3640}{400} = 9,1.$$

Аналогично этому была подсчитана допустимая кратность тока короткого замыкания $K_{\text{мд}}$ для трансформаторов тока с первичным номинальным током 1000, 2000, 3000, 4000 а и по полученным данным на фиг. 9 построены кривые зависимости $K_{\text{мд}} = f(I_{\text{н1}})$ при $T_1 = 0,05$ и $0,1 \text{ сек}$. При определении кратности тока короткого замыкания для трансформаторов тока с номинальным первичным током до 4000 а считалось, что размеры сердечника, величины воздушного зазора и сопротивления нагрузки вторич-

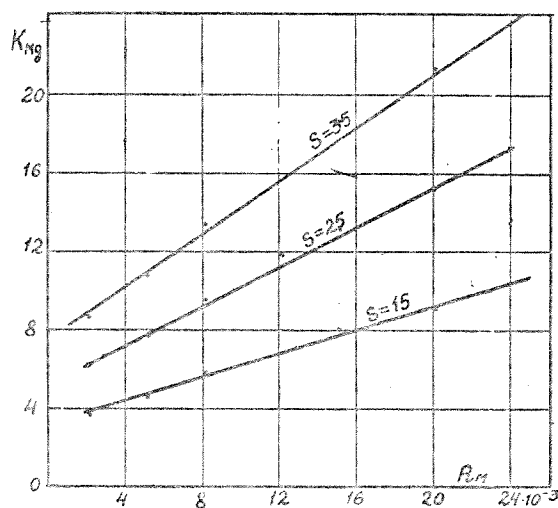
ной цепи не меняются; сопротивление r_{T_2} меняется пропорционально W_2 и сопротивление ωL_0 — пропорционально квадрату W_2 .

Из сопоставления кривых фиг. 9 и анализа формулы (55) видно, что допустимая кратность $K_{мд}$ растет с уменьшением T_1 , поэтому при определении максимально допустимой величины $K_{мд}$ необходимо пользоваться наибольшей величиной T_1 для данных условий.

Из фиг. 9 видно также, что допустимая кратность тока $K_{мд}$ для трансформаторов с номинальным током до 1000 а может быть недостаточна, поэтому возникает интерес к способам повышения этого параметра. Для этой цели исследуем выражение (55) при $T_1 = 0,1$ для трансформатора с первичным номинальным током $I_{н1} = 400$ а с целью выяснения влияния площади сердечника q и магнитного сопротивления R_m на величину $K_{мд}$.



Фиг. 9



Фиг. 10

Данные этого трансформатора приведены выше. Магнитное сопротивление сердечника трансформатора при воздушном зазоре $\delta = 0,3$ см и сечении $q = 25$ см² было определено нами выше и составляет $8,75 \cdot 10^{-3}$. Величина этого сопротивления прямо пропорциональна расчётному воздушному зазору δ_p :

$$R_m = \frac{1}{q} \left(\frac{l}{\mu} + \delta_p \right), \quad (56)$$

где l — длина средней силовой линии в стали сердечника и

δ_p — расчётный воздушный зазор с учётом выпучивания силовых линий и неточностей сборки полюсов зазора. Следовательно, магнитное сопротивление сердечника можно менять изменением зазора δ_p или сечения q .

С изменением магнитного сопротивления сердечника будет меняться индуктивное сопротивление ветви намагничивания схемы замещения трансформатора по следующему закону:

$$\omega L_{02} = \omega L_{01} \frac{R_{m1}}{R_{m2}}. \quad (57)$$

На фиг. 10 приведена зависимость $K_{мд} = f(q, R_m)$, построенная с учётом соотношения (57) для $q = 15, 25$ и 35 см². Как видно из этой фигуры, влияние q и R_m на величину $K_{мд}$ весьма значительно и может быть использовано при разработке трансформаторов.

Вторичный ток трансформатора

Выражение (20) является общим для вторичного тока как функции независимых переменных t и α . Это выражение, а также осциллограмма фиг. 6 показывают, что амплитуда периодической составляющей i_2 при постоянстве амплитуды периодической составляющей i_1 будет практически постоянна в течение всего времени переходного процесса.

Этот вывод основан на линейности параметров схемы замещения рассматриваемых трансформаторов, пропорциональности амплитуд периодических составляющих токов и подтверждается также фиг. 7.

Распределение аperiodической составляющей первичного тока между вторичной цепью и ветвью намагничивания в начальный момент времени характеризуется отношением:

$$-\frac{b_2}{b_0} = -\frac{L_0}{T_1 r_2 - L_2} \cong -\frac{T_2}{T_1}. \quad (58)$$

Аperiodический ток, возникающий во вторичной цепи трансформатора, имеет одинаковую величину как в токе i_2 , так и в токе i_0 .

Проведенное выше исследование работы трансформаторов тока с воздушным зазором при коротком замыкании в первичной цепи показывает, что изготовление подобных трансформаторов на всю шкалу первичных номинальных токов с необходимой величиной $K_{мд}$ вполне возможно. Воздушный зазор в зависимости от требуемой величины $K_{мд}$ будет порядка 2—5 мм. Установлено также, что рассматриваемые трансформаторы при индукциях в сердечнике до 8—9 кгс будут сохранять при коротком замыкании линейность параметров, а это позволит производить вычисления токов i_2 и i_0 аналитическим способом.
