

# Компьютерное моделирование и экспериментальное исследование переходных процессов в однофазном трансформаторе напряжения

© А.В. Кружаев,<sup>1</sup> И.А. Елагин,<sup>1</sup> М.А. Павлейно,<sup>1</sup> В.А. Дмитриев,<sup>2</sup> А.М. Чалый<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Санкт-Петербургский государственный университет, Научно-образовательный центр „Электрофизика“ физического факультета, 198504 Санкт-Петербург, Петродворец, Россия

<sup>2</sup> Промышленная группа „Таврида Электрик“, 125040 Москва, Россия  
e-mail: kukumbers@yandex.ru

(Поступило в Редакцию 14 мая 2014 г.)

Проведено моделирование и экспериментальное исследование переходных процессов в однофазном трансформаторе, возникающих при его включении в сеть. Построена модель трансформатора, учитывающая насыщение стали сердечника, особенностью которой в отличие от стандартных моделей является детальный учет рассеяния магнитного потока, что необходимо, например, для корректного описания бросков тока намагничивания. Универсальность модели для рассматриваемого типа трансформаторов обеспечивается учетом потерь на вихревые токи и расчетом магнитного гистерезиса в стальном сердечнике. Последнее позволяет оценить влияние остаточной намагниченности сердечника на вид переходного процесса, чему в работе уделено особое внимание. Описаны способы расчета параметров модели, а также проведена ее экспериментальная верификация.

## Введение

Однофазный трансформатор представляет собой два индуктивно связанных контура и в простейшем линейном случае для него справедливо матричное описание

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 w_1^2 + \lambda_m w_1^2 & -\lambda_m w_1 w_2 \\ -\lambda_m w_1 w_2 & \lambda_2 w_2^2 + \lambda_m w_2^2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $U_1$  и  $U_2$  — напряжения на выводах обмоток,  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  — наведенные ЭДС,  $r_1, r_2$  — активные сопротивления обмоток,  $i_1, i_2$  — токи,  $w_1, w_2$  — количество витков,  $\lambda_1, \lambda_2$  — магнитные проводимости каналов рассеяния,  $\lambda_m$  — магнитная проводимость канала взаимного потока обмоток. Такое описание магнитных связей иллюстрируется схемой магнитной цепи, приведенной на рис. 1, а.

Теория магнитных цепей применяется в электротехнике для формализации записи законов полного тока в интегральном виде по контурам магнитной системы

электрических машин. Магнитная цепь описывается правилами Кирхгофа для потоков  $\Phi$  через ее элементы сечением  $S$  и магнитных напряжений  $\Delta F$  между ее узлами  $A$  и  $B$

$$\Phi = \iint_S B dS, \quad \Delta F = \int_A^B H dl.$$

Каждая обмотка является источником магнитодвижущей силы (МДС)  $F_k = i_k w_k$ , а поток через ветвь определяется магнитным напряжением на ней и ее проводимостью  $\Phi_k = \lambda_k F_k$  (рис. 1). Магнитные сопротивления — величины, обратные магнитным проводимостям:  $R_i = 1/\lambda_i$ .

Параметры магнитной системы  $\lambda_1, \lambda_2$  и  $\lambda_m$  однозначно определяются по общедоступным паспортным данным трансформатора [1]. Часть паспортных данных определяется в опыте короткого замыкания. В этом опыте  $U_2 = 0$ , а  $U_1$  подбирается равным такому значению  $U_1 = U_{sc}$ , чтобы токи первичной и вторичной обмоток были равны номинальным. Другая часть данных паспорта определяется в опыте холостого хода, в котором первичное напряжение равно номинальному  $U_1 = U_{nom}$ , вторичная обмотка разомкнута ( $i_2 = 0$ ), а ток первичной обмотки  $i_1 = i_{nl}$ . Параметры рассеяния  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  определяются по напряжению  $U_{sc}$  и потерям  $P_{sc}$  короткого замыкания, проводимость намагничивания — из тока  $i_{nl}$  и потерь  $P_{nl}$  холостого хода [1]

$$\lambda_1 + \lambda_2 = \frac{1}{2\pi w_1^2 f} \sqrt{(U_{sc}/i_{nom})^2 - (P_{sc}/i_{nom}^2)^2}, \quad \lambda_1 \approx \lambda_2, \quad (3)$$

$$\lambda_m = \frac{1}{2\pi w_1^2 f} \sqrt{(U_{nom}/i_{nl})^2 - (P_{nl}/i_{nl}^2)^2}, \quad (4)$$

где  $f$  — частота напряжения питающей сети 50 Hz, а  $i_{nom}$  — номинальный ток первичной обмотки.

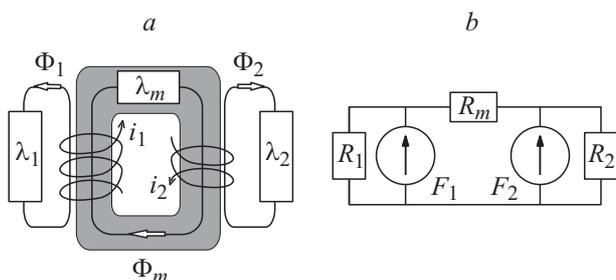


Рис. 1. Схема классической магнитной системы трансформатора.

Поток  $\Phi_m$ , связанный с обеими обмотками, в линейном приближении определяется из центрального контура на рис. 1, *b* и задается равенством

$$\Phi_m = \lambda_m(i_1 w_1 + i_2 w_2). \quad (5)$$

При необходимости описания нелинейных эффектов, связанных с насыщением стали магнитопровода, данное соотношение в ряде работ [2,3] заменяется зависимостью

$$\Phi_m = S_m B \left( \frac{i_1 w_1 + i_2 w_2}{l_m} \right), \quad (6)$$

где  $B(H)$  — кривая намагничивания или более сложная связь индукции и напряженности магнитного поля в веществе сердечника,  $S_m$  — активная площадь сечения магнитопровода,  $l_m$  — его средняя длина.

Здесь необходимо отметить, что моделирование переходных процессов в трансформаторе, связанных с насыщением, невозможно без наличия достаточно полных геометрических данных по устройству. Из нее, к примеру, получают значения параметров  $S_m$  и  $l_m$ . Зависимость (6) можно снять экспериментально на имеющемся трансформаторе, и она позволит учесть насыщение для индукций поля сердечника в окрестности его номинального значения. Однако ее экспериментальное измерение в необходимом для исследования бросков тока намагничивания диапазоне достаточно проблематично. В результате набором только паспортных и справочных данных при необходимости моделирования насыщения обойтись невозможно.

Полученная таким образом модель (1), (2), (6) качественно описывает переходные процессы при включении трансформатора в сеть, однако не обладает необходимой общностью. Например, такая модель неприменима для малых трансформаторов и трансформаторов особого назначения. Для таких устройств напряжение в опыте КЗ  $U_{sc}$  может составлять до 0.5 рн (для удобства здесь и далее будут использоваться относительные единицы, основанием которых является значение соответствующей величины в номинальном режиме работы), откуда, согласно формуле (3), следует оценка

$$2\pi f w_1^2 \lambda_1 \approx 0.25 \text{ рн}. \quad (7)$$

Формула (7) определяет реактивное сопротивление рассеяния первичной обмотки. Его предельное значение 0.25 рн ограничивает, согласно (1), амплитуду установившегося тока холостого хода трансформатора значением 4 рн даже в случае полного пренебрежения реактивным сопротивлением  $\lambda_m$  насыщенного сердечника (которое еще более ограничит этот ток). Пиковое значение тока в течение переходного процесса с начальным условием  $i_1(0) = 0$  в таком случае ограничено сверху значением 8 рн. Этот результат не согласуется с наблюдаемыми в эксперименте токами переходного процесса, пиковое значение которых достигает 20 рн, как это будет показано ниже.

## 1. Модель

Приведенные оценки требуют модернизации стандартной модели. В обзоре [4] рассматриваются существующие подходы к моделированию трансформаторов. Помимо стандартных моделей, использованных в [2,3], отмечается подход, основанный на детальном представлении магнитной системы трансформатора [5–7]. Описываемые в данных работах модели строятся, как правило, для силовых трансформаторов с концентрическим расположением обмоток. В [8] исследуется модель тороидального однофазного трансформатора и также подчеркивается необходимость модернизации стандартной модели трансформатора для описания переходных процессов. В результате для специальных трансформаторов с обмотками на разных стержнях магнитная система также должна иметь структуру, отличную от обсуждаемой во Введении.

Недостаток модели, описываемой уравнениями (1)–(2) с насыщением (6), заключается в том, что она не описывает перераспределение поля вокруг сердечника при насыщении последнего. Это, как правило, и происходит в переходном процессе, когда дифференциальная магнитная проницаемость материала сердечника становится близкой к  $\mu_0$  и практически не отличается от проницаемости окружающего пространства. Для учета этого эффекта необходимо сделать учет рассеяния магнитного потока более детальным. Предлагаемая схема потоков рассеяния и соответствующая ей схема магнитной цепи приведена на рис. 2. В ней учтено, что не весь поток стального стержня является взаимным потоком  $\Phi_m$ , а часть его может замыкаться по воздуху ( $\Phi_0$ ).

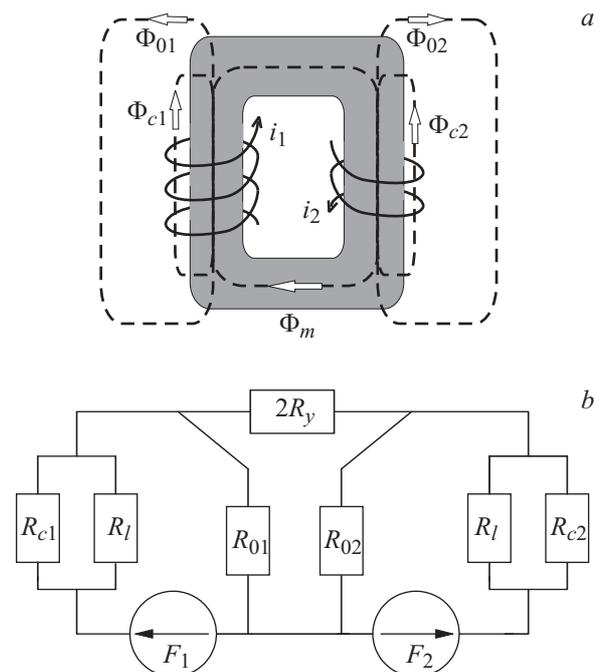


Рис. 2. Схема модифицированной магнитной системы трансформатора.

Рассеяние каждой обмотки в результате учитывается не одним ( $R$ ), а двумя ( $R_0$  и  $R_c$ ) элементами, причем потоки рассеяния взаимодействуют с потоком стержня. Магнитное сопротивление сердечника делится на части, соответствующие стержням  $R_l$  и ярмам  $R_y$ .

При исследовании нелинейных процессов работать удобнее не с матрицей индуктивности трансформатора, а непосредственно с его магнитной цепью. Она представляет собой цепь из линейных и нелинейных элементов, описываемую магнитными аналогами правил Кирхгофа.

Магнитные сопротивления потокам рассеяния моделируют воздушные зазоры и области окружающего пространства, а поэтому их величина считается постоянной.

Магнитное сопротивление зазора между сердечником и обмоткой  $R_c$  в [5] предлагается оценивать с поправкой на неоднородность поля (коэффициент Роговского) и на присутствие потока рассеяния в толще обмотки согласно формуле

$$R_c = \frac{h_{\text{eff}}}{\mu_0 S_{\text{eff}}}, \quad h_{\text{eff}} = h + T_{wc}/\pi, \quad S_{\text{eff}} = P_{wc}T_{wc} + T_w P_w/3, \quad (8)$$

где  $h$  — высота соответствующей обмотки,  $T_{wc}$  — ширина зазора между этой обмоткой и сердечником,  $P_{wc}$  — средний периметр зазора,  $T_w$  и  $P_w$  — толщина и средний периметр сечения обмотки (иллюстрируется далее на рис. 4).

Магнитное сопротивление окружающего пространства можно оценить из напряжения короткого замыкания согласно формуле

$$\lambda_0 = \frac{1}{2\pi w^2 f} \sqrt{(U_{sc}/i_{\text{ном}})^2 - (P_{sc}/i_{\text{ном}}^2)^2}, \quad R_0 = 2/\lambda_0. \quad (9)$$

Второе из уравнений (9) предполагает, что форма обмоток одинакова, а значит  $R_{01} = R_{02} = R_0$ .

Поле внутри сердечника считается однородным по сечению, поэтому с геометрической точки зрения магнитные сопротивления ферромагнитных участков магнитной цепи на рис. 2 вычисляются достаточно просто

$$R_l = \frac{H}{B(H)S_l} L_l, \quad 2R_y = \frac{H}{B(H)S_y} 2L_y. \quad (10)$$

В этих сопротивлениях наибольший интерес представляет связь индукции и напряженности магнитного поля  $B(H)$ , которая не может быть линейной для описания бросков тока намагничивания при включении трансформатора. Всякая однозначная связь  $B$  и  $H$  в принципе не позволяет описать остаточную намагниченность сердечника, сохраняющуюся в электрической машине после ее отключения и значительно влияющую на явление броска тока. Поэтому для достаточно полного описания необходимо учесть гистерезисные явления в стали сердечника.

Для этого может быть применена одна из существующих моделей гистерезиса, обзор которых дан в [5], где все модели условно разделены на геометрические (без физического обоснования), оперирующие понятиями средних полей (Джилса–Аттертона и Прейсаха)

и микроскопические (оперирующие микроскопическими моментами атомов). Для расчетов электрических машин достаточную точность могут дать модели первого типа, при этом модель Джилса–Аттертона более вычислительно эффективна по отношению к модели Прейсаха, поэтому для описания гистерезиса в настоящей работе использована первая. С математической точки зрения модель, предложенная в [9], представляет собой систему дифференциально-алгебраических уравнений. Первое из уравнений является определением индукции магнитного поля в веществе

$$B = \mu_0(H + M). \quad (11)$$

Магнитный момент единицы объема  $M$  определяется взвешенной суммой безгистерезисной  $M_{\text{anh}}$  и „необратимой“  $M_{\text{irr}}$  компонент (12). Увеличение компоненты  $M_{\text{irr}}$  сопровождается потерями энергии на намагничивание. Коэффициент  $c$ , лежащий в диапазоне от 0 до 1 и характеризующий относительную роль компонент, определяется эмпирически:

$$M = cM_{\text{anh}} + (1 - c)M_{\text{irr}}. \quad (12)$$

Безгистерезисная компонента намагниченности определяется модифицированной формулой Ланжевена

$$M_{\text{anh}} = M_s \left( \coth\left(\frac{H_{\text{eff}}}{a}\right) - \frac{a}{H_{\text{eff}}} \right). \quad (13)$$

Здесь  $M_s$  — намагниченность насыщения,  $a$  — параметр с размерностью напряженности магнитного поля, определяющий форму кривой  $M_{\text{anh}}(H_{\text{eff}})$ .  $H_{\text{eff}}$  — эффективное поле, действующее на магнитные моменты в образце с учетом его намагничивания и определяемое выражением

$$H_{\text{eff}} = H + \alpha M, \quad (14)$$

где  $\alpha$  — коэффициент, характеризующий взаимодействие магнитных моментов в образце, также определяемый эмпирически.

Основным уравнением системы является модельное уравнение состояния ферромагнетика, описывающее явление гистерезиса. В одной из его возможных форм это уравнение имеет вид

$$\frac{dM_{\text{irr}}}{dH} = \delta_M \frac{M_{\text{anh}} - M_{\text{irr}}}{\delta k - \alpha(M_{\text{anh}} - M_{\text{irr}})}, \quad (15)$$

где  $\delta = \text{sign}(dH/dt)$ ,  $k$  — параметр уравнения состояния, а произведение  $\delta k$  в целом характеризует влияние сил, препятствующих изменению намагниченности, чье направление изменяется в зависимости от направления изменения напряженности внешнего поля. Множитель  $\delta_M$  равен единице, если  $\delta(M_{\text{anh}} - M_{\text{irr}}) > 0$ , и нулю в противном случае.

Не менее важным аспектом моделирования стали сердечника является учет потерь. Потери в трансформаторе

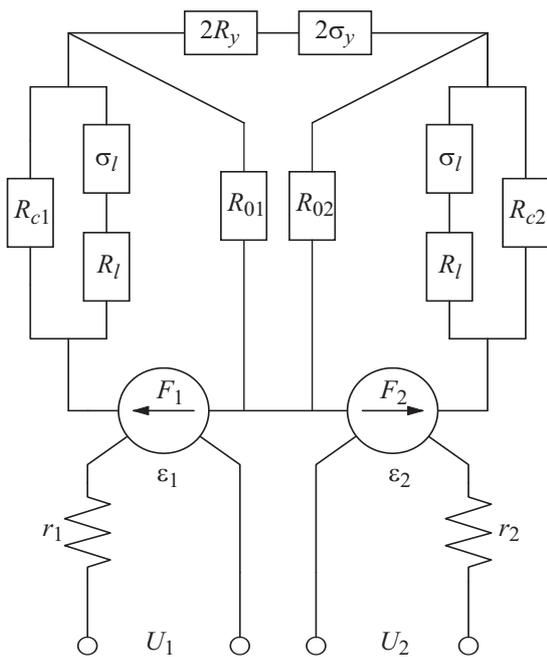


Рис. 3. Общая схема модели.

делят на потери в обмотках, потери на гистерезис и потери на вихревые токи

$$P_{\text{loss}} = P_w + P_h + P_e. \quad (16)$$

Электрические потери в обмотках  $P_w$  моделируются активными сопротивлениями  $r_1$  и  $r_2$  (рис. 3) и определяют потери в опыте КЗ. Потери  $P_h + P_e$  представляют собой потери на гистерезис и вихревые токи соответственно и определяют потери в опыте холостого хода трансформатора. В справочных материалах для различных марок сталей эти потери не разделяют, а приводят их суммарное значение в [W/kg] для заданного значения индукции. Однако при наличии данных о частотной зависимости потерь  $(P_h + P_e)(w)$  их можно разделить, воспользовавшись тем, что потери первого типа пропорциональны частоте, а вторые — ее квадрату. Аппроксимируя эту зависимость параболой  $(P_h + P_e)(w) \sim tw + nw^2$ , можно найти коэффициенты  $t$  и  $n$ , после чего разделить  $P_h$  и  $P_e$ .

Потери на гистерезис в установившемся режиме пропорциональны, помимо частоты питающего напряжения, площади петли гистерезиса, по которой в этом режиме перемагничивается сердечник. Так как связь  $B$  и  $H$  моделируется по схеме, описанной выше, отдельного механизма учета потерь на гистерезис не требуется. Следовательно, объем потерь на гистерезис определяется коэффициентами модели гистерезиса.

Параметр  $M_s$  напрямую связан с индукцией насыщения ( $B_s = \mu_0 M_s$ ), которая, в свою очередь, коррелирует с содержанием кремния в стали сердечника [10]. Таким образом,  $M_s$  может быть определена по марке стали.

Параметры  $a$  и  $\alpha$  определяют форму основной кривой намагничивания при малых напряженностях магнитного

поля и форму петель гистерезиса. Параметры  $c$  и  $k$  определяют размер петель гистерезиса. Для определения этих четырех коэффициентов можно использовать значение тока холостого хода, потери  $P_h$  и характерное для электротехнической стали значение коэрцитивной силы.

Для учета потерь на вихревые токи в стали сердечника удобно представить как множество замкнутых контуров. В них под воздействием наведенной полем ЭДС текут вихревые токи. Эти потери можно учесть, введя эффективный контур [11] на каждом из малых элементов сердечника. В предположении, что сопротивление контура не зависит от величины поля, можно вводить такие контуры для макроскопических частей сердечника. Для каждого  $i$ -го такого контура справедливо

$$\frac{d\Phi_i}{dt} = \frac{1}{\sigma_i} I_i, \quad (17)$$

где  $I_i$  — эффективное значение вихревого тока для соответствующего макроскопического участка стального сердечника, а  $\sigma_i$  — проводимость эффективного контура. Значение последнего параметра определяется проводимостью стали магнитопровода и его слоистой структурой.

Заметим, что данное соотношение устанавливает связь между потоком и падением магнитного напряжения для элемента магнитной цепи, что будет использовано далее.

Значение параметра  $\sigma_i$  определяется из потерь  $P_e$  и, как правило, известного значения номинальной индукции в сердечнике. В установившемся режиме (17) можно записать как  $2\pi f S_i B_{\text{ном}} \sigma_i = I_i$ . С другой стороны,  $P_e(S_i L_i / V_m) = I_i^2 / \sigma_i$ , где  $L_i$  — длина соответствующего участка,  $S_i$  — его площадь ( $i = l, y$ ), а  $V_m$  — объем магнитопровода. Комбинирование этих равенств позволяет найти значение  $\sigma_i$ .

Таким образом, участок стального магнитопровода представлен двумя последовательными элементами магнитной цепи, моделирующими гистерезис и вихревые токи (рис. 3).

## 2. Реализация модели в Matlab/Simscapе

Решение описанных выше уравнений проводилось в среде для моделирования физических систем Simscapе программного пакета Matlab. При моделировании в этой среде пользователь работает в основном не с системами уравнений, а с физическими компонентами. Каждый компонент Simscapе-модели в отдельности описывается определенным набором уравнений, а связи между компонентами задаются их соответствующим соединением. Компоненты библиотеки Simscapе позволяют моделировать нелинейные электрические, магнитные и смешанные цепи стандартными и пользовательскими блоками.

Электрические сопротивления обмоток и линейные магнитные сопротивления рассеяния описываются про-

стейшими соотношениями  $\Delta V = ir$  и  $\Delta F = R\Phi$  между электрическими и магнитными токами и напряжениями.

В нелинейных магнитных сопротивлениях, имитирующих участки магнитопровода, связь потока и магнитного напряжения дается соотношениями (10) и (11)–(15). В Simscare предусмотрена возможность создания пользовательских блоков, но для описания блока нелинейного магнитного сопротивления необходимо, чтобы система (11)–(15) была записана в стандартном для систем дифференциально-алгебраических уравнений виде

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x, y, t), \\ g(x, y, t) = 0, \end{cases} \quad (18)$$

где  $x$  — вектор динамических переменных,  $y$  — алгебраических. Систему уравнений (11)–(15) можно привести к виду (18) делением уравнения (15) на  $dt$  и введением замены  $dH/dt = dHdt$ . В результате может быть получена система (19), приспособленная для описания Simscare-компонента

$$\begin{cases} \frac{dM_{irr}}{dt} = \delta_M \frac{M_{anh} - M_{irr}}{\delta k - \alpha(M_{anh} - M_{irr})} dHdt, \\ \frac{dH}{dt} = dHdt, \\ H_{eff} = H + \alpha(cM_{anh} + (1-c)M_{irr}), \\ M_{anh} = M_s \left( \coth\left(\frac{H_{eff}}{a}\right) - \frac{a}{H_{eff}} \right), \\ B = \mu_0(H + cM_{anh} + (1-c)M_{irr}). \end{cases} \quad (19)$$

Эта система из пяти уравнений с шестью неизвестными связывает напряженность и индукцию магнитного поля в части стального магнитопровода. Здесь две переменные являются динамическими, а остальные четыре — алгебраическими. В совокупности с уравнениями (10) данная система моделирует нелинейное магнитное сопротивление элемента стального сердечника.

Элементы для моделирования вихревых токов, согласно (17), описываются уравнением  $\Delta F = \sigma_i d\Phi/dt$ , т.е. являются своего рода реактивными элементами в магнитной цепи.

Связывание электрической и магнитной подсистем модели осуществляется уравнениями закона Фарадея  $\varepsilon_i = -d\Phi_i/dt$  и определения МДС-обмотки  $F_i = i_i w_i$ . Полная схема описанной модели приведена на рис. 3.

Среда Simscare позволяет использовать такую модель в составе более сложных систем при исследовании переходных и установившихся режимов электрических сетей.

Следует отметить, что при известной геометрии трансформатора возможен достаточно точный расчет распределения его магнитного поля. Для этого может быть использован, например, метод конечных элементов. Однако здесь необходимо решать задачу в трехмерной постановке с учетом достаточно жестких требований к сетке из-за наличия узких зазоров в конструкции трансформатора. Учет нелинейности материала сердечника также значительно усложняет задачу. В результате время расчета такой модели на порядки превосходит время расчета модели, описываемой в настоящей работе.

### 3. Параметры трансформатора и расчетной модели

Для моделирования и экспериментальной верификации модели использовался однофазный трансформатор ТОСМ мощностью 1.5 kVA, параметры которого приведены в табл. 1. Обмотки исследуемого трансформатора считаются одинаковыми по размерам.

Схематическое изображение трансформатора и пояснение части параметров из табл. 1 приведено на рис. 4.

Сопротивления обмоток измерены экспериментально как сопротивления постоянному току, но они могут быть вычислены из геометрии обмотки и числа витков в ней.

Таблица 1. Параметры трансформатора

Параметр	Обозначение	Значение
Мощность, VA	$S_{noh}$	1500
Длина стержня, mm	$L_l$	160
Длина яра, mm	$L_y$	80
Площадь сечения, mm <sup>2</sup>	$S_y = S_l$	2714
Длина обмотки, mm	$L_w$	89
Ширина обмотки, mm	$W_w$	59
Высота обмотки, mm	$h_w$	114
Толщина обмотки, mm	$T_w$	15
Номинальные напряжения, V	$U_1/U_2$	220/110
Число витков обмоток	$w_1/w_2$	290/154
Сопротивления обмоток, $\Omega$	$r_1/r_2$	0.484/0.133
Потери XX, W	$P_{nt}$	35
Ток XX, pu	$i_{nt}$	0.043
Потери КЗ, W	$P_{sc}$	80
Напряжение КЗ, pu	$U_{sc}$	0.47
Сталь магнитопровода	Марка	M530-50 A

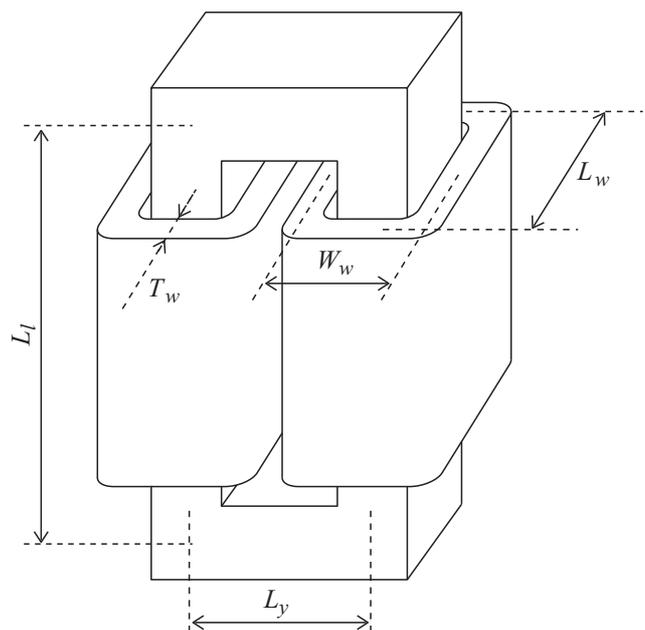


Рис. 4. Трансформатор ТОСМ = 1.5 kVA.

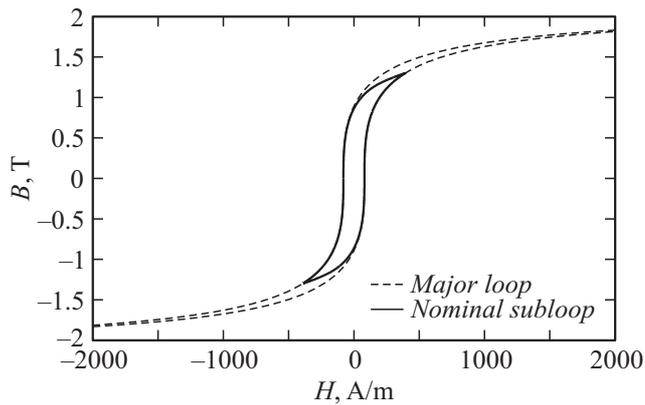


Рис. 5. Предельная и рабочая петли гистерезиса используемой модели.

Таблица 2. Вычисляемые параметры модели

Параметры магнитной системы					
Параметр	$R_0$ , A/Wb	$R_c$ , A/Wb	$\sigma_l$ , 1/ $\Omega$	$\sigma_y$ , 1/Ohm	
Значение	$3.5 \cdot 10^6$	$3.7 \cdot 10^7$	5.3	2.7	
Параметры модели гистерезиса					
Параметр	$M_s$ , MA/m	$k$ , A/m	$\alpha$	$a$ , A/m	$c$
Значение	1.703	270	$0.85 \cdot 10^{-3}$	480	0.7

Линейные сопротивления рассеяния и геометрические параметры нелинейных сопротивлений вычисляются из данных табл. 1 по формулам (8)–(10). Все данные о связи  $B$  и  $H$  в сердечнике необходимо получить только из марки стали сердечника.

Марка стали M530-50A по стандарту EN10106 соответствует марке 2212 по ГОСТ 21427.2-83. Значение параметра  $B_s$  может быть определено с 2% точностью по эмпирической формуле (20), приведенной в [10]:

$$B_s = 2.16 - 0.048C_{Si\%}, \quad (20)$$

где  $C_{Si\%}$  — процентное содержание кремния в данной электротехнической стали. Для используемой стали 2212 значение  $B_s$  составляет  $2.14 \pm 0.05$  T, а следовательно, можно положить  $M_s = 1.7$  MA/m.

Коэрцитивная сила электротехнических сталей составляет порядка 50–100 A/m, при верификации модели используется характерное значение 80 A/m.

Частотная зависимость потерь в стали, как правило предоставляемая ее производителем, позволяет приведенным выше способом разделить потери на гистерезис и вихревые токи. Для данной стали при номинальной индукции 1.3T 73% потеря — потери на гистерезис, 27% — на вихревые токи. Вычисляемые параметры модели трансформатора приведены в табл. 2. Предельная и рабочая модельные петли гистерезиса с полученными параметрами приведены на рис. 5.

#### 4. Постановка эксперимента

Целью экспериментального исследования переходных процессов в трансформаторе является верификация описанной модели. В основном изучается зависимость характера переходного процесса от фазы питающего напряжения в момент подключения трансформатора к сети.

При экспериментальном исследовании используется установка, структурная схема которой приведена на рис. 6. Исследуемый трансформатор ( $T$ ) питается от регулируемого источника напряжения (CSV). Ключевыми элементами CSV являются блок симисторов, позволяющий подключать трансформатор к сети при заданной фазе питающего напряжения, и лабораторный автотрансформатор, позволяющий размагничивать сердечник между опытами. Измеряемые сигналы тока и напряжения в первичной обмотке трансформатора подаются на аналого-цифровой преобразователь (ADC), подключенный к персональному компьютеру (PC).

Во всех опытах вторичная обмотка разомкнута ввиду того, что влияние нагрузки на бросок тока намагничивания незначительно, так как даже номинальный ток, потребляемый нагрузкой, существенно ниже броскового. Рассматриваются переходные процессы при двух типах начальных условий.

В первую очередь изучается бросок тока намагничивания в трансформаторе с предварительно размагниченным сердечником. Согласно ГОСТ 3484.1-88, размагнитить сердечник можно, прикладывая к трансформатору напряжение номинальной частоты с амплитудой, плавно убывающей от номинального значения до нуля. Для каждого значения начальной фазы напряжения выполняется пять измерений с регистрацией параметров переходного процесса.

Затем исследуется бросок тока при подключении к сети трансформатора с остаточной намагниченностью в сердечнике. Отключение трансформатора от сети также осуществляется симисторами при переходе тока через ноль в положительном направлении. Для получения хорошо повторяемого значения остаточной индукции отключение, предшествующее эксперименту, производится после затухания всех переходных процессов. В результате перед каждым опытом из данной серии индукция в сердечнике соответствует нижней точке пересечения частной петли номинального режима с осью

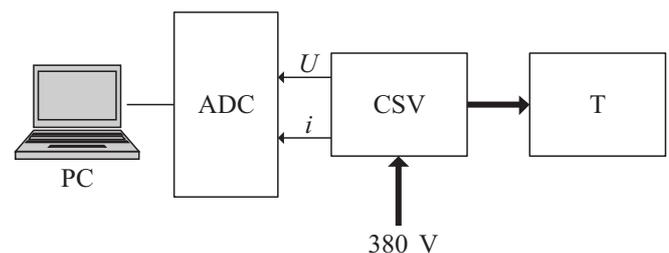


Рис. 6. Структурная схема экспериментальной установки.

ординат на рис. 5. Для каждого значения начальной фазы напряжения также выполняется пять измерений.

## 5. Сравнение результатов моделирования и эксперимента

Как упоминалось выше, наиболее удобным режимом для исследования броска тока намагничивания является режим включения трансформатора в сеть на холостом ходу. На рис. 7 приведены кривые тока первичной обмотки трансформатора при нулевой начальной фазе питающего напряжения. Измеренная и смоделированная осциллограммы совпадают с хорошей точностью с учетом присутствия в модели значительного числа предположений и упрощений.

В качестве критерия для общего сравнения модели с экспериментом используется зависимость амплитуды тока переходного процесса от фазы питающего напряжения в момент подключения трансформатора в сети. Результаты сравнения для трансформатора с размагниченым сердечником приведены на рис. 8.

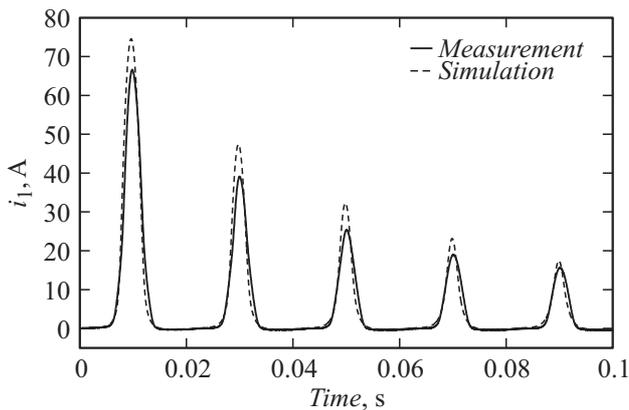


Рис. 7. Осциллограммы переходного процесса при нулевой начальной фазе питающего напряжения.

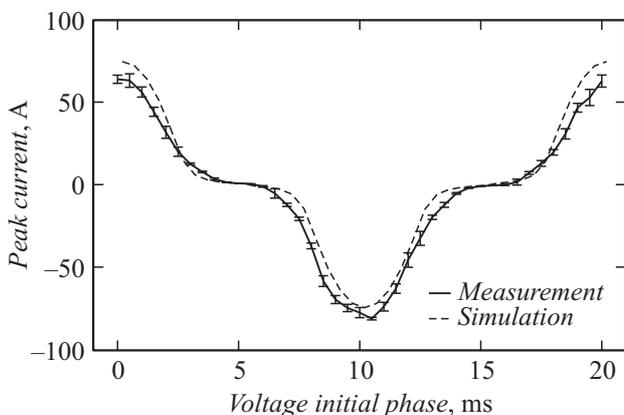


Рис. 8. Зависимость амплитуды первого броска тока от фазы включения питающего напряжения при размагниченым сердечнике.

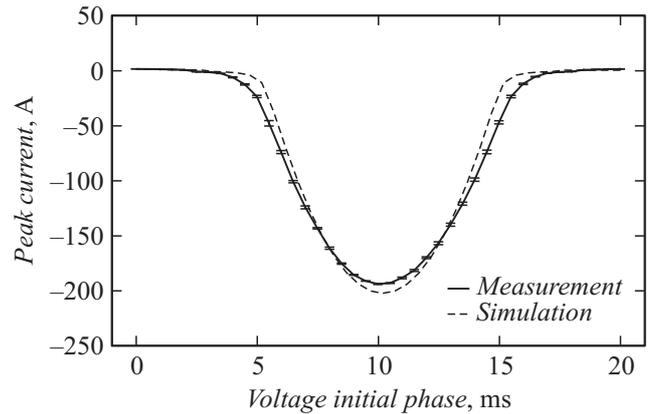


Рис. 9. Зависимость амплитуды первого броска тока от фазы включения питающего напряжения при наличии остаточной намагниченности в сердечнике.

При начальной фазе питающего напряжения, близкой к 0 или  $\pi$ , переходной процесс наиболее выражен. При начальной фазе, близкой к  $\pi/2$ , переходного процесса не наблюдается, и амплитуда тока с момента включения имеет установившееся значение, составляющее несколько процентов от номинального тока, равного 9.8 А (табл. 1).

Следует отметить асимметрию экспериментальной зависимости на рис. 8. Измеренный бросок тока положительной полярности оказывается ниже модельного, а отрицательной полярности — выше. Это объясняется влиянием остаточной намагниченности сердечника, которая сохраняется даже после процедуры размагничивания. Наличие и случайность значения этой намагниченности, помимо описанной выше асимметрии, обуславливает основную часть погрешности разброса экспериментальных данных на рис. 8.

Отметим, что с учетом этих особенностей Simscare-модель достаточно хорошо качественно и количественно описывает экспериментальную кривую.

Далее исследуется явление броска тока намагничивания в трансформаторе, сердечник которого не размагничивается перед опытами. Описанный выше способ отключения позволяет каждый раз при проведении эксперимента получать стабильное значение намагниченности, близкое к значению остаточной намагниченности для данной стали. На рис. 9 приводятся полученные в таком режиме экспериментальная зависимость амплитуды тока переходного процесса от фазы питающего напряжения и соответствующие результаты моделирования.

Из этого рисунка видно, что при появлении выделенного направления намагничивания в сердечнике картина резко меняется и качественно, и количественно. Когда при переходном процессе намагниченность начинает возрастать против своего начального значения (начальная фаза, равная 0), переходного процесса не наблюдается. Обратный случай реализуется при фазе включения питающего напряжения, равной  $\pi$ . Скачок индукции при

переходном процессе, вдвое превышающий ее номинальное значение, накладывается на остаточную намагниченность того же знака, вызывая бросок, существенно превосходящий величину броска при размагниченном сердечнике. В результате максимальное значение амплитуды броскового тока на рис. 9 составляет 20 ри, в то время как бросок тока в стандартной модели по амплитуде не может превысить 8 ри.

## Заключение

Экспериментальное исследование переходных процессов в однофазном трансформаторе подтвердило принципиальную неприменимость классической схемы замещения для описания процессов такого рода в трансформаторах некоторых типов. Построенная модель трансформатора с подробным учетом распределения магнитных потоков позволяет с хорошей точностью описывать амплитуду и форму бросков тока намагничивания, что подтверждается экспериментальными данными. Расчет гистерезиса в сердечнике позволил изучить влияние остаточной намагниченности на переходный процесс. В этом случае происходит значительное увеличение максимального значения амплитуды броска тока намагничивания, а также изменяется ее зависимость от фазы включения. В настоящей работе проведено сравнение моделирования и эксперимента при максимально возможном значении остаточной намагниченности, здесь также наблюдается хорошее совпадение. Для построения модели были использованы паспортные данные трансформатора, данные о нелинейных свойствах стали сердечника, а также геометрические размеры сердечника и обмоток трансформатора.

## Список литературы

- [1] Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины и микромашины. Учебник для электротехнических специальностей вузов. М.: Высшая школа, 1990. 528 с.
- [2] Chan J.H., Vladimirescu A., Gao X.-C., Liebmann P., Valainis J. // IEEE T. Comput.-Aid. D. 1991. Vol. 10. N 4. P. 476–482.
- [3] Casoria S., Sybille G., Brunelle P. // Math. Comput. Simulat. 2003. Vol. 63. N 3–5. P. 237–248.
- [4] Martinez J.A., Mork B.A. // IEEE T. Power Deliver. 2005. Vol. 20. N 2. P. 1625–1635.
- [5] Chiesa N., Mork B.A., Hidalen H.K. // IEEE T. Power Deliver. 2010. Vol. 25. N 4. P. 2599–2608.
- [6] Yacamini R., Bronzeado H. // IEE P. Sci. Meas. Tech. 1994. Vol. 141. N 6. P. 491–498.
- [7] Jazebi S., De Leon F., Farazmand A., Deswal D. // IEEE T. Power Deliver. 2013. Vol. 28. N 4. P. 2509–2517.
- [8] De Leon F., Ashkan F., Pekir J. // IEEE T. Power Deliver. 2012. Vol. 27. N 4. P. 2390–2398.
- [9] Jiles D.C., Atherton D.L. // J. Magn. Magn. Mater. 1986. Vol. 61. N 1–2. P. 48–60.
- [10] Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. М.: Энергия, 1981. 392 с.
- [11] Nazarzadeh J., Naeini V.A. // Math. Comp. Model. Dyn. Syst. 2013. Vol. 19. N 1. P. 51–66.