

Вектор Пойнтинга и новая теория трансформатора. Ч. 5. Автотрансформатор

ШАКИРОВ М.А.

Представлена новая теория автотрансформатора, в основе которой лежат универсальные двухтрансформаторные схемы замещения с явным отображением его главного достоинства: транспортировать энергию двумя путями – электрическим и электромагнитным. На схемах одновременно отображаются магнитные потоки в обмотках и промежутке между ними, в отдельных частях магнитопровода, а также в областях между магнитопроводом и баком в случае насыщения стали. Разработаны «трехэтажные» векторные диаграммы рабочего режима автотрансформатора, каждый «этаж» в которых представляет один из видов передаваемой мощности и всю проходную мощность. С их помощью появляется высокая степень наглядности при объяснении перевозбуждения отдельных частей магнитопровода в короткозамкнутом автотрансформаторе и выводе формул для определения сверх- и антисверхпотоков (в сравнении с потоками холостого хода) в этом режиме. Представленная схема замещения одновременно соответствует как повышающим, так и понижающим автотрансформатором и применима для исследования их установившихся и переходных процессов.

Ключевые слова: автотрансформатор, первичная и вторичная обмотки, схема замещения, магнитный поток, короткое замыкание, холостой ход, векторная диаграмма, вектор Пойнтинга

Силовой автотрансформатор как устройство, имеющее меньшие размеры, массу и более высокий КПД по сравнению с трансформатором той же мощности, незаменим в большой энергетике для связи высоковольтных сетей со шкалой смежных напряжений 110/220, 220/330, 330/500, 500/750 и 750/1150 кВ. Поскольку при этом удельное значение проходной мощности, приходящейся на единицу массы автотрансформатора, оказывается выше, то следует ожидать, что показатели его электродинамической стойкости при коротких замыканиях (КЗ) должны уступать аналогичным показателям для трансформатора одинаковой мощности [1–4]. Иначе говоря, автотрансформаторы более уязвимы к аварийным ситуациям, что отчасти подтверждается сравнительной статистикой их выхода из строя по данным МЭК и СИГРЭ.

Анализ этих данных показывает, что в настоящее время решение проблемы повышения электродинамической стойкости автотрансформатора видят только в производственных мероприятиях по усилению конструктивных элементов его обмоток или применения различных типов аморфных сталей с учетом сведений о стойкости прототипов [5–7]. Однако полученные в [8–11] результаты, не отклоняя эмпирические стратегии, указывают на необходимость исследования пути решения проблемы на основе кардинального пересмотра начал теории трансформаторов и автотрансформаторов при отказе от скомпрометировавшего себя тради-

ционного объяснения их рабочего процесса через «намагничивающий ток» и якобы создаваемый им, по существу выдуманный, виртуальный «общий поток» в магнитопроводе.

Главная цель пятой части публикуемой работы – создание новой теории автотрансформатора, с самого начала нацеленной на построение схем замещения, наглядно отображающих главную особенность и преимущество автотрансформатора – транспортировать энергию двумя параллельными потоками: электрическим и электромагнитным. Попутно решается задача получения полных векторных диаграмм, т.е. диаграмм, на которых вместе с токами и напряжениями изображаются также треугольники передаваемых электрической и электромагнитной мощностей, а также магнитные потоки в различных участках автотрансформатора.

Как и в предыдущих частях, изложение начинается с исследования работы идеализированного автотрансформатора при $\mu_{\text{сталь}} = \infty$ и активных сопротивлений обмоток, равных нулю, в броневом исполнении с цилиндрическим боковым ярмом. Высота обмоток принимается одинаковой и равной высоте окна, что позволяет получить точное математическое описание взаимосвязей между всеми электромагнитными величинами. Благодаря этому достигается полная достоверность получаемых результатов, рассматриваемых как фундаментальные. Насыщение и потери в реальном магнитопроводе автотрансформатора учитываются на заключитель-

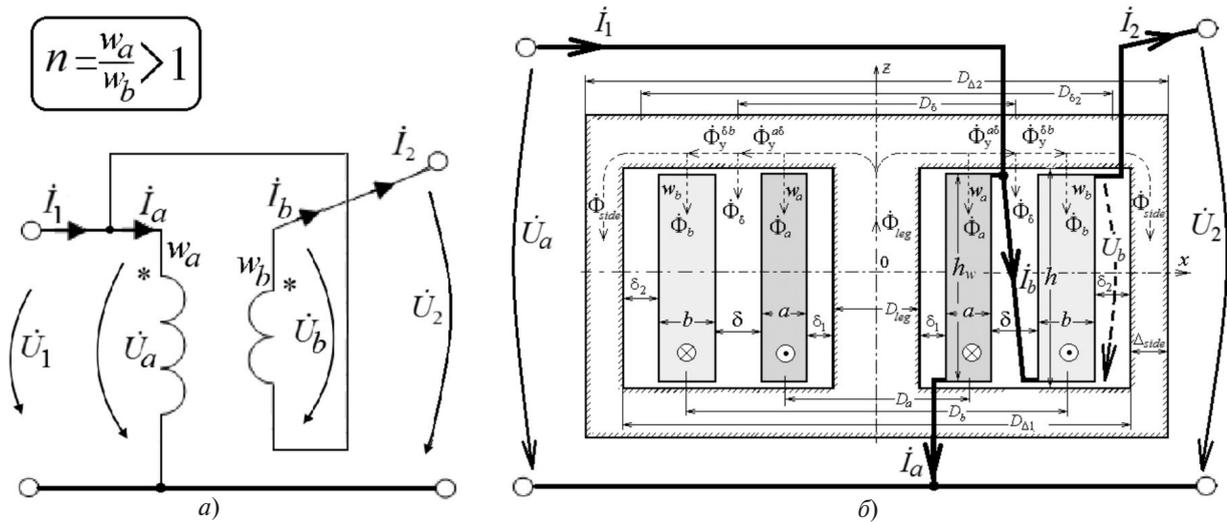


Рис. 1. Принципиальные электрическая (а) и электромагнитная (б) схемы идеализированного ($\mu_{\text{сталь}} = \infty$) автотрансформатора с общей внутренней обмоткой

ном этапе путем добавления в схему замещения идеализированного автотрансформатора совокупности поперечных ветвей намагничивания, отвечающих за магнитные потери на соответствующих участках магнитопровода. При этом протекающие в этих ветвях «токи намагничивания» выступают не движущей силой магнитных потоков, а лишь показателями некачественности (неидеальности) соответствующих участков стали магнитопровода.

Принципиальная электромагнитная схема автотрансформатора с общей внутренней обмоткой. Автотрансформатор (рис. 1,а) можно рассматривать как устройство, образующееся из обычного трансформатора в результате пересоединения его обмоток автотрансформаторным образом. Это, в частности, иллюстрируется на схеме (рис. 1,б), где общая обмотка шириной a с числом витков w_a является внутренней, а последовательная обмотка шириной b с числом витков w_b – внешней. Поскольку в этой схеме одновременно отображены и электрические токи, и магнитные потоки, она имеет смысл принципиальной магнитоэлектрической схемы автотрансформатора. Поскольку $\mu_{\text{сталь}} = \infty$, то в зазорах δ_1 и δ_2 , а также вне магнитопровода потоки отсутствуют. Для пары потоков в стыковом ярме (Φ_y^{ad}, Φ_y^{db}) использован индекс y (yoke – ярмо). Смысл обозначений остальных двух потоков в стали (Φ_{leg}, Φ_{side}) и трех потоков в окне ($\Phi_a, \Phi_\delta, \Phi_b$) ясен из их взаиморасположения в автотрансформаторе. Итак, всего 7 потоков. Высота обмоток $h_w = h$, где h – высота окна магнитопровода. В силовом автотрансформаторе, применяемом в линиях электропередач, коэффициент

$$n = \frac{w_a}{w_b} > 1. \quad (1)$$

Направления токов на обеих принципиальных схемах (рис. 1) удобны для повышающего автотрансформатора. Для понижающего автотрансформатора с первичным напряжением \dot{U}_2 эти направления целесообразно (но не обязательно) поменять на обратные.

Потоки энергии на принципиальных схемах. Простая трансформация принципиальной электрической схемы (рис. 1,а) в схему (рис. 2,а) позволяет уже на этом этапе (без составления каких-либо уравнений) осознать наличие двух различных потоков вектора Пойнтинга (Π):

$\dot{\Pi}_e$ – плотность потока энергии вдоль «электролинии» (индекс e от англ. *electrical line*); определяет электрическую составляющую (\dot{S}_e) передаваемой через автотрансформатор проходной мощности \dot{S} ;

$\dot{\Pi}_{em}$ – плотность потока электромагнитной (индекс em от англ. *electromagnetic*) энергии в окне автотрансформатора от первичной обмотки к вторичной; определяет электромагнитную составляющую (\dot{S}_{em}) проходной мощности \dot{S} .

Таким образом, проходная мощность автотрансформатора ($\dot{S} = \dot{U}_2 \dot{I}_2^*$) складывается из двух потоков, что наглядно демонстрируется на схеме (рис. 2,б), полученной из предыдущей простым выносом электролинии за пределы обмоток автотрансформатора:

$$\dot{S} = \dot{S}_e + \dot{S}_{em}, \quad (2)$$

причем, как следует из этой схемы:

$$\dot{S}_e = \dot{U}_a \dot{I}_b^*; \quad (3)$$

$$\dot{S}_{em} = \dot{U}_b \dot{I}_b^*. \quad (4)$$

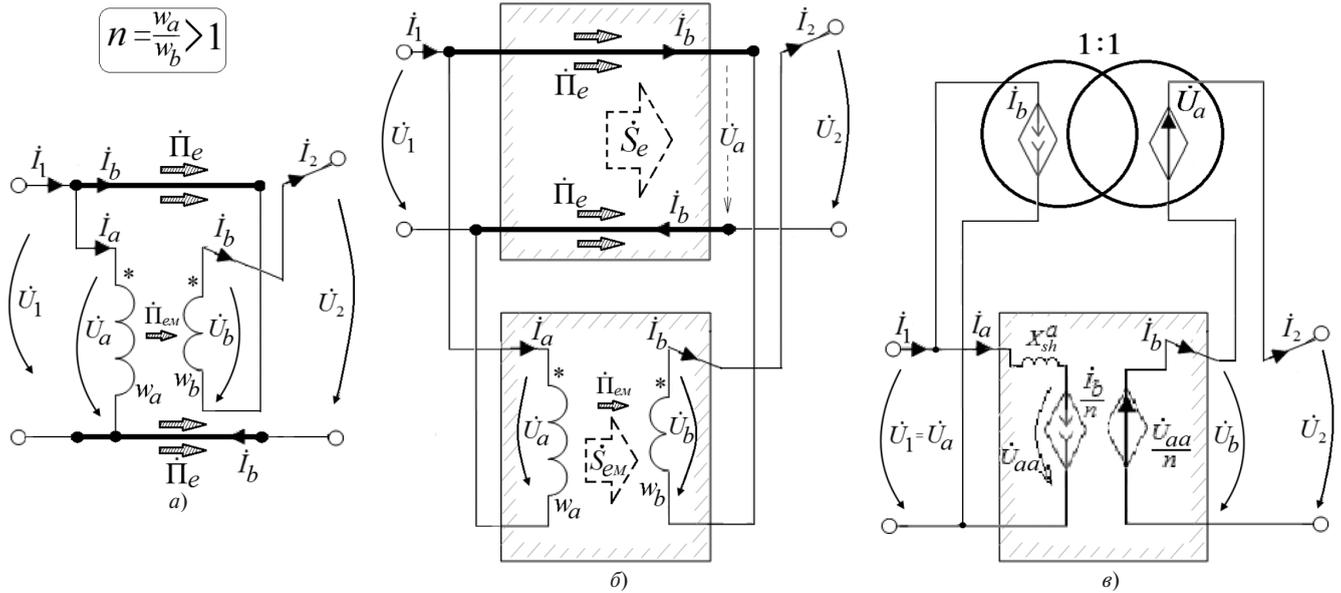


Рис. 2. Трансформации принципиальной электрической схемы автотрансформатора с демонстрацией двух видов вектора Пойнтинга (а) и двух видов потоков энергии (б) с последующим преобразованием в двухтрансформаторную схему замещения (в) без кондуктивных связей между обмотками и представлением собственно трансформатора идеализированной моделью с внутренним сопротивлением $x_{sh}^a = \omega L_{sh}^a$

Принципиальные схемы (рис. 2,а и б) также показывают, что в повышающем автотрансформаторе собственно трансформатор играет роль вольтдобавочного устройства и является понижающим. При питании автотрансформатора со стороны ВН, т.е. в понижающем автотрансформаторе, направления векторов Пойнтинга и потоков энергии на схемах (рис. 2,а и б) изменятся на противоположные, и собственно трансформатор становится повышающим, как играющий роль токодобавочного устройства.

Декондуктивизация принципиальной схемы автотрансформатора. Цель выделения трансформатора (рис. 2,б) состоит в последующей его замене какой-либо схемой замещения. Однако это можно осуществить только при отсутствии электрических соединений между его первичной и вторичной обмотками. Условие выполнено на эквивалентной схеме замещения (рис. 2,в), на которой электролиния заменена идеальным трансформатором с единичным коэффициентом трансформации. Одновременно в этой схеме собственно трансформатор представлен идеализированной схемой моделью, в которой x_{sh}^a – его сопротивление КЗ, приведенное к а-обмотке. Здесь и далее используется индекс *sh* (от англ. *electrical short* – короткое замыкание).

Схемная модель (рис. 2,в) представляет идеализированный автотрансформатор. Собственно трансформатор в ней может быть представлен также моделью с сопротивлением КЗ, приведенным к

б-обмотке (x_{sh}^b), при расположении на стороне с током \dot{I}_b ; как известно,

$$x_{sh}^a = n^2 x_{sh}^b; \quad x_{sh}^b = \frac{x_{sh}^a}{n^2}. \quad (5)$$

Эквивалентность всех пяти схем на рис. 1 и 2, включая двухтрансформаторную идеализированную модель (рис. 2,в), подтверждается полной идентичностью описывающей их системы уравнений:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_a + \dot{I}_b; \quad (6)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_b; \quad (7)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_a; \quad (8)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_a + \dot{U}_b. \quad (9)$$

Все пять схем также показывают, что коэффициент трансформации повышающего автотрансформатора при х.х.

$$k = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \Big|_{I_2=0} = \frac{n}{n+1} < 1, \quad (10)$$

при этом имеют место связи:

$$n = \frac{k}{1-k}; \quad 1-k = \frac{1}{1+n}; \quad n+1 = \frac{1}{1-k}. \quad (11)$$

Примечание 1. Простейшие переходы от схемы к схеме на рис. 2 по сути визуализируют превосходство автотрансформатора предельных размеров над силовыми

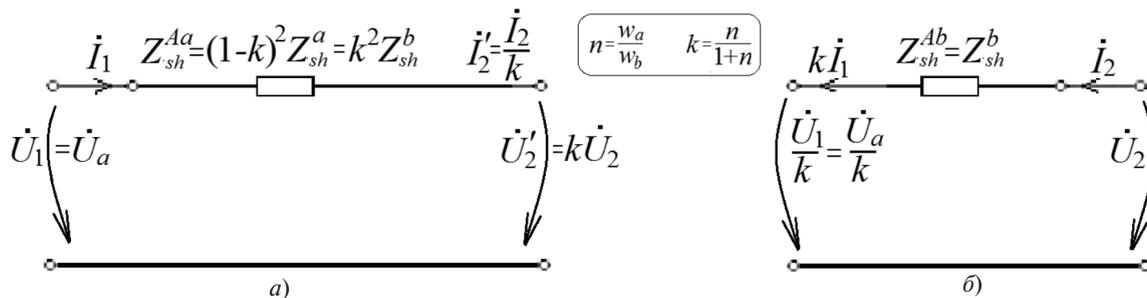


Рис. 3. Схемы замещения идеализированного автотрансформатора, приведенные к напряжению со стороны НН (а) и к напряжению со стороны ВН (б)

трансформаторами предельных мощностей. Действительно, если принять, что и при нагрузке $\dot{U}_1/\dot{U}_2 \approx k$, то электромагнитная мощность \dot{S}_{em} автотрансформатора, т.е. его расчетная мощность, может быть с учетом (8) и (9) представлена в виде выражения

$$\dot{S}_{em} = \dot{U}_b \dot{I}_b^* = (\dot{U}_2 - \dot{U}_1) \dot{I}_2^* \approx (1-k) \dot{U}_2 \dot{I}_2^* = (1-k) \dot{S}, \quad (12)$$

которое показывает, что эта расчетная мощность составляет $(1-k)$ -ю часть его проходной (номинальной) мощности \dot{S} и стало быть – такую же часть от мощности силового трансформатора с той же \dot{S} , в котором, как известно, расчетная мощность совпадает с проходной ($\dot{S}_{em} \approx \dot{S}$). Этим объясняется преимущество применения автотрансформаторов при k , близких к единице; обычно $1 > k \geq 0,5$ [1–4].

Токи в идеализированном автотрансформаторе. В идеализированном трансформаторе (рис. 2,б)

$$\dot{I}_b = n \dot{I}_a, \quad (13)$$

что с учетом (6), (7) и (11) приводит к жестким связям между токами идеализированного автотрансформатора ($\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_a, \dot{I}_b$):

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_a + \dot{I}_b = (1+n) \dot{I}_a = \frac{\dot{I}_a}{1-k}; \quad (14)$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_b = n \dot{I}_a = \frac{n}{n+1} \dot{I}_1 = k \dot{I}_1; \quad (15)$$

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{I}_b}{n} = \frac{k}{n} \dot{I}_1 = (1-k) \dot{I}_1. \quad (16)$$

Термин *жесткость* подчеркивает независимость этих связей от нагрузки автотрансформатора, включая режимы КЗ. Они справедливы как для повышающего, так и понижающего идеализированного автотрансформаторов.

П р и м е ч а н и е 2. Схема рис. 2,б наглядно демонстрирует тщетность попытки создания трансформатора, подобного автотрансформатору с одинаковыми значениями $\dot{S}, \dot{U}_1, \dot{I}_1$ и k , что структурно отобразится на схеме рис. 2,б устранием в ней верхнего (идеального) трансформатора. Это приведет к совпадению тока первичной

a -обмотки подобного трансформатора с входным током \dot{I}_1 , который, как следует из (16), в $1/(1-k)$ раз больше тока в a -обмотке автотрансформатора, что потребует увеличения сечения a -обмотки, ее массы, изоляционных материалов, габаритов и т.д. Это касается и вторичной обмотки подобного трансформатора, которая, очевидно, должна иметь число витков, равное w_a/k , что в $1/(1-k)$ раз превышает число витков (w_b) b -обмотки автотрансформатора.

Сопротивление КЗ автотрансформатора со стороны внутренней a -обмотки. Схема замещения идеализированного автотрансформатора (рис. 2,б) с натуральными (не приведенными) значениями токов и напряжений имеет методологическую ценность для осмысления его сопротивлений КЗ как со стороны a -обмотки (X_{sh}^{Aa}), так и со стороны b -обмотки (X_{sh}^{Ab}). Непосредственно из схемы (рис. 2,б) находим:

$$jX_{sh}^{Aa} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{U}_2=0} = \frac{jx_{sh}^a}{(1+n)^2}$$

или с учетом (5) и (11)

$$X_{sh}^{Aa} = \frac{x_{sh}^a}{(1+n)^2} = (1-k)^2 x_{sh}^a = k^2 x_{sh}^b. \quad (17)$$

Электрическая схема замещения относительно входного напряжения \dot{U}_1 , одновременно удовлетворяющая условию х.х. и КЗ, т.е. соотношениям:

$$\dot{U}_1 = k \dot{U}_2 \Big|_{\dot{I}_2=0};$$

$$\dot{U}_1 = jX_{sh}^{Aa} \dot{I}_1 \Big|_{\dot{U}_2=0},$$

имеет вид, представленный на рис. 3,а, где реактивные сопротивления обозначены комплексными величинами:

$$Z_{sh}^a = jx_{sh}^a; \quad Z_{sh}^b = jx_{sh}^b; \quad Z_{sh}^{Aa} = jX_{sh}^{Aa}; \\ Z_{sh}^{Ab} = jX_{sh}^{Ab}. \quad (18)$$

Примечание 3. Из схемы (рис. 3,а) следует, что входной ток при КЗ на ВН-стороне ($\dot{I}_1^{\text{КЗВН}} \equiv \dot{I}_1 \Big|_{\dot{U}_2=0}$) автотрансформатора в $1/(1-k)^2$ раз превышает ток КЗ в a -обмотке подобного трансформатора, описанного в примечании 2 и характеризуемого сопротивлением КЗ, приблизительно равным Z_{sh}^a . Однако ток в a -обмотке автотрансформатора превышает ток в обмотке подобного трансформатора лишь в $1/(1-k)$ раз, поскольку, как следует из (16), $\dot{I}_a^{\text{КЗВН}} = (1-k)\dot{I}_1^{\text{КЗВН}}$.

Сопротивление КЗ автотрансформатора со стороны ВН. Полагая, что в схеме (рис. 2,в) первичным является напряжение \dot{U}_2 и принимая $\dot{U}_1=0$, находим:

$$jX_{sh}^{Ab} = \frac{\dot{U}_2}{(-\dot{I}_2)} \Big|_{\dot{U}_1=0} = j \frac{x_{sh}^a}{n^2} \quad (19)$$

или с учетом связи (2)

$$X_{sh}^{Ab} = x_{sh}^b. \quad (20)$$

Электрическая схема замещения относительно входного напряжения \dot{U}_2 , одновременно удовлетворяющая условию х.х. и КЗ, т.е. соотношениям

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_1 \Big|_{\dot{I}_1=0}}{k};$$

$$\dot{U}_2 = jx_{sh}^b (-\dot{I}_2) \Big|_{\dot{U}_1=0} = Z_{sh}^b (-\dot{I}_2) \Big|_{\dot{U}_1=0},$$

имеет вид, представленный на рис. 3,б (с заменой величины \dot{I}_2 , направленной вправо (рис. 2,в), на \dot{I}_2 с направлением влево).

Сопоставляя (17) и (20), приходим к выводу: как и в обычном трансформаторе [см. (5)], в автотрансформаторе

$$X_{sh}^{Aa} = k^2 X_{sh}^{Ab}, \quad (21)$$

Замечание 1. Обе схемы (рис. 3) пригодны для расчета режимов как в повышающем, так и в понижающем идеализированном автотрансформаторах. По любой из них можно получить формулы для тока:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{jZ_{sh}^{Aa} + k^2 Z_2}; \quad -\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_2}{k jZ_{sh}^{Ab} + Z_1 / k^2}, \quad (22)$$

где первая удобна для повышающего (с нагрузкой Z_2), а вторая – для понижающего (с нагрузкой Z_1) автотрансформаторов.

Замечание 2. Как известно из теории трансформаторов с коэффициентом трансформации

$n = w_1/w_2$, для перехода от схемы замещения, приведенной к первичной обмотке ($\dot{U}_1, \dot{I}_1, Z_{\text{КЗ}}^a, \dot{U}'_2, \dot{I}'_2, Z'_{\text{Н2}}$), к его схеме замещения, приведенной к вторичной стороне, достаточно все напряжения поделить на n , а все токи умножить на n (поменяв их направления), при этом все сопротивления делятся на n^2 , после чего получаем схему, описываемую величинами:

$$\dot{U}'_1 = \frac{\dot{U}_1}{n}; \quad \dot{I}'_1 = n\dot{I}_1; \quad Z_{\text{КЗ}}^b = \frac{Z_{\text{КЗ}}^a}{n^2}; \quad \dot{U}_2; \quad \dot{I}_2; \quad Z_{\text{Н2}}.$$

Точно по такому же правилу осуществляется переход от схемы замещения идеализированного автотрансформатора (рис. 3,а) к его схеме замещения (рис. 3,б) с использованием коэффициента трансформации k .

Отображение магнитных потоков в двухтрансформаторной модели идеализированного автотрансформатора. Благодаря отсутствию кондуктивных связей между сторонами НН и ВН в схеме (рис. 2,в) модель собственно трансформатора можно заменить его 4Т-образной схемой замещения (рис. 4), которую рассматривать как результат разложения индуктивности L_{sh}^a на составляющие [8, 9]:

$$L_{sh}^a = L_a + L_\delta + L'_b; \quad (23)$$

$$L_a = \frac{\mu_0 \pi (D_a + a/2)a}{3h} w_a^2 \approx \frac{\mu_0 s_a}{3h} w_a^2; \quad (24)$$

$$L_\delta = \frac{\mu_0 \pi D_\delta \delta}{h} w_a^2 = \frac{\mu_0 s_\delta}{h} w_a^2; \quad (25)$$

$$L'_b = \frac{\mu_0 \pi (D_b - b/2)b}{3h} w_a^2 \approx \frac{\mu_0 s_b}{3h} w_a^2, \quad (26)$$

где s_a, s_δ, s_b – площади поперечных сечений соответствующих зон в окне (рис. 1,б):

$$s_a = \pi a D_a = \pi a (r_2^a + r_1^a), \quad s_\delta = \pi D_\delta \delta,$$

$$s_b = \pi b D_b = \pi b (r_2^b + r_1^b); \quad r_1^a, r_2^a \text{ и } r_2^b, r_1^b \text{ – внут-}$$

ренний и внешний радиусы соответственно a - и b -обмоток.

Определив ток \dot{I}_a по схеме рис.4 при заданной нагрузке, далее по ней можно найти все потоки в окне:

$$\dot{\Phi}_a = \frac{\mu_0 \pi a}{2} \left(D_a + \frac{a}{3} \right) \frac{w_a \dot{I}_a}{h} \approx \frac{3}{2} \frac{L_a \dot{I}_a}{w_a}; \quad (27)$$

$$\dot{\Phi}_\delta = \frac{\mu_0 \pi D_\delta \delta}{h} w_a \dot{I}_a = \frac{L_\delta \dot{I}_a}{w_a}; \quad (28)$$

$$\dot{\Phi}_b = \frac{\mu_0 \pi b}{2} \left(D_b - \frac{b}{3} \right) \frac{w_a \dot{I}_a}{h} \approx \frac{3}{2} \frac{L'_b \dot{I}_a}{w_a} \quad (29)$$

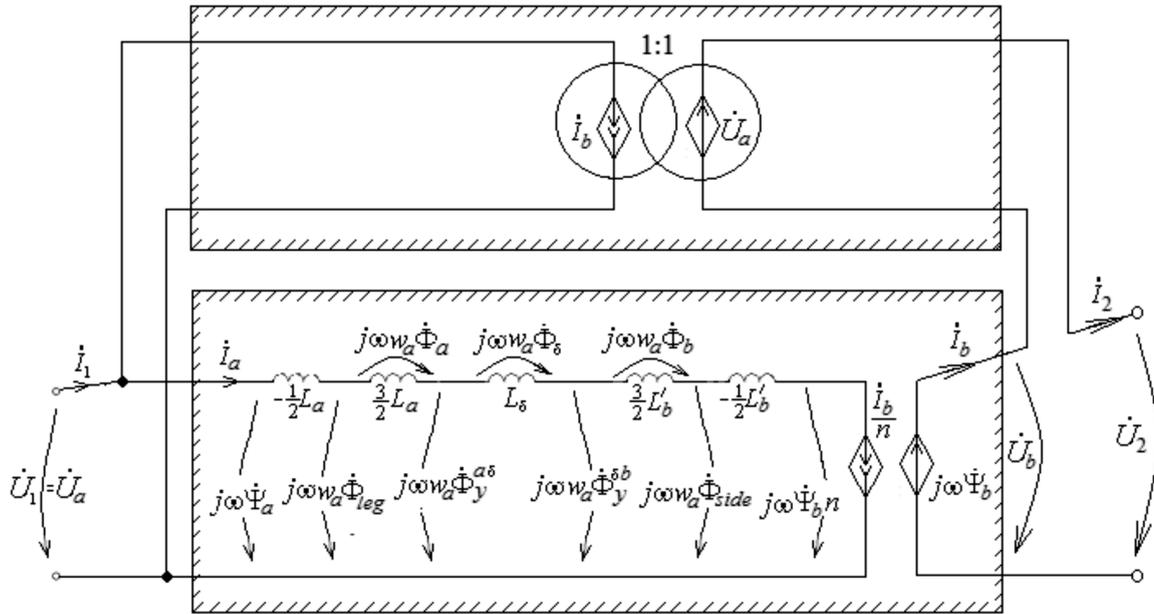


Рис. 4. Двухтрансформаторная 4Т-образная схема замещения идеализированного автотрансформатора

и в стали:

$$\dot{\Phi}_{leg} = \frac{\dot{U}_a}{j\omega w_a} + \frac{\dot{\Phi}_a}{3}; \tag{30}$$

$$\dot{\Phi}_{side} = \frac{\dot{U}_b}{j\omega w_b} + \frac{\dot{\Phi}_b}{3}; \tag{31}$$

$$\dot{\Phi}_y^{ad} = \dot{\Phi}_{leg} - \dot{\Phi}_a; \tag{32}$$

$$\dot{\Phi}_y^{\delta b} = \dot{\Phi}_{side} - \dot{\Phi}_b. \tag{33}$$

Из этих соотношений следует, что поток х.х. в стали автотрансформатора (при этом все токи, а также магнитные потоки в окне обращаются в нуль) равен:

$$\dot{\Phi}_0 = \dot{U}_1 / j\omega w_a. \tag{34}$$

Такой же поток х.х. будет в стали идеализированного автотрансформатора при его питании со стороны ВН, если входное напряжение принять равным

$$\dot{U}_2 = k\dot{U}_1. \tag{35}$$

Сверх- и антипотоки в режиме КЗ автотрансформатора с общей внутренней обмоткой. В режиме КЗ отдельные участки магнитопровода автотрансформатора могут находиться в перевозбужденном состоянии. Далее, как и в [8–11], эти потоки, в режиме КЗ превышающие значение Φ_0 , для краткости будем называть сверхпотоками КЗ, а потоки, меняющие свое направление относительно Φ_0 на противоположное, – антипотоками КЗ. Если при

этом значение антипотока КЗ окажется больше Φ_0 , то естественно его называть антисверхпотоком КЗ. Потоки в режиме КЗ можно найти по формулам (27)–(33). Их значения, отнесенные к Φ_0 , с учетом принятых на рис. 1,б направлений приведены в таблице. Индекс shHV указывает, что короткозамкнута сторона ВН (High Voltage), а индекс shLV – короткозамкнута сторона НН (Low Voltage). Из формул таблицы вытекают следующие утверждения:

1. Если в формулах удалить коэффициент k (формально положив его равным нулю), то они совпадут с соответствующими соотношениями для потоков при КЗ в обычном трансформаторе [8], что удобно для сравнения потоков КЗ в автотрансформаторе и трансформаторе с одинаковой геометрией.

2. Суммирование потока, появляющегося на каждом участке стали при КЗ на стороне ВН, с потоком, появляющимся при КЗ на стороне НН, дает значение, равное потоку х.х. $\dot{\Phi}_0$.

3. Потоки на участках окна в понижающем и повышающем автотрансформаторах при КЗ одинаковы, но противоположны по направлению.

4. Как и следовало ожидать, при КЗ на любой стороне

$$\dot{\Phi}_{window}^{sh} = \dot{\Phi}_{leg}^{sh} - \dot{\Phi}_{side}^{sh}.$$

5. Если согласно (22)–(26) воспользоваться упрощенными соотношениями:

$$\frac{L_a}{L_{sh}^a} \approx \frac{a}{a + 3\delta + b}; \quad \frac{L'_b}{L_{sh}^b} \approx \frac{b}{a + 3\delta + b}; \tag{36}$$

$$\frac{L_{\delta}^a}{L_{sh}^a} \approx \frac{3\delta}{a+3\delta+b}, \quad (37)$$

то для вычисления относительных значений потоков при КЗ достаточно задать значения трех относительных величин: a/δ , b/δ и k .

6. Отсюда с учетом п.1 следует, что при одинаковых значениях относительных величин a/δ и b/δ в автотрансформаторе и трансформаторе магнитная перегрузка стали при КЗ автотрансформатора в целом более значительна по сравнению с перегрузкой в трансформаторе. В понижающем автотрансформаторе все потоки КЗ и в стали, и в окне превышают аналогичные потоки в трансформаторе в $1/(1-k)$ раз. В повышающих автотрансформаторах это утверждение касается всех потоков за исключением потоков КЗ в стержне ($\dot{\Phi}_{leg}^{shHV}$) и в прилегающей к нему части стыкового ярма ($\dot{\Phi}_y^{ashHV}$). Поток $\dot{\Phi}_{leg}^{shHV}$, являясь сверхпотоком, превышает поток х.х. примерно так же, как и в трансформаторе. Поток КЗ $\dot{\Phi}_y^{ashHV}$ – единственный, оказывающийся меньше потока в трансформаторе.

Пример. В таблице приведены численные значения ($\dot{\Phi}_k = \dot{\Phi}_k / \dot{\Phi}_0$) в режимах КЗ для высоковольтного идеализированного автотрансформатора: $\frac{a}{\delta} = 1$; $\frac{b}{\delta} = 1$; $k = \frac{750}{1150}$.

Все потоки в понижающем автотрансформаторе будут превышать аналогичные потоки в трансформаторе с теми же значениями a/δ , b/δ в

$$\frac{1}{1-k} = \frac{1}{1-750/1150} = 2,875 \text{ раз,}$$

т.е. почти в три раза. Практически аналогичные относительные значения потоков получаются для автотрансформаторов напряжениями 220/330, 330/500 и 500/750 кВ, так как коэффициент трансформации в этих случаях принимает значение $k=0,66$, что близко к значению $k=750/1150$. Увеличение a/δ приводит к повышению $\dot{\Phi}_{leg}^{sh}$ и $\dot{\Phi}_a^{sh}$, а увеличение b/δ – к повышению $\dot{\Phi}_{side}^{sh}$ и $\dot{\Phi}_b^{sh}$.

Данный пример позволяет дополнить приведенные выше утверждения применительно к автотрансформатору с общей внутренней обмоткой следующими положениями:

наиболее перегруженным в обоих режимах КЗ оказывается боковое ярмо;

рекордным по значению оказывается сверхпоток КЗ в боковом ярме понижающего автотранс-

Магнитные потоки в идеализированном автотрансформаторе с общей внутренней a -обмоткой в режимах КЗ на стороне ВН (HV-side) и на стороне НН (LV-side)

Область (участок) на рис. 1,а	Повышающий автотрансформатор $\dot{\Phi}_k^{shHV} = \dot{\Phi}_k^{shHV} / \dot{\Phi}_0$	Понижающий автотрансформатор $\dot{\Phi}_k^{shLV} = \dot{\Phi}_k^{shLV} / \dot{\Phi}_0$
Стержень	$\dot{\Phi}_{leg}^{shHV} = 1 + \frac{1}{(1-k)} \frac{L_a}{2L_{sh}^a} = 1,28$	$\dot{\Phi}_{leg}^{shLV} = -\frac{1}{(1-k)} \frac{L_a}{2L_{sh}^a} = \frac{\dot{\Phi}_a^{shLV}}{3} = -0,28$
Стыковое ярмо слева	$\dot{\Phi}_y^{ashHV} = 1 - \frac{1}{(1-k)} \frac{L_a}{L_{sh}^a} = 0,425$	$\dot{\Phi}_y^{ashLV} = \frac{1}{(1-k)} \frac{L_a}{L_{sh}^a} = -\dot{\Phi}_{leg}^{shLV} = 0,575$
Стыковое ярмо справа	$\dot{\Phi}_y^{bshHV} = \frac{1}{(1-k)} \left(\frac{L'_b}{L_{sh}^a} - k \right) = -1,30$	$\dot{\Phi}_y^{bshLV} = \frac{1}{(1-k)} \left(1 - \frac{L'_b}{L_{sh}^a} \right) = 2,30$
Боковое ярмо	$\dot{\Phi}_{side}^{shHV} = -\frac{1}{(1-k)} \left(k + \frac{L'_b}{L_{sh}^a} \right) = -2,16$	$\dot{\Phi}_{side}^{shLV} = -\frac{1}{(1-k)} \left(1 + \frac{L'_b}{2L_{sh}^a} \right) = 3,16$
Внутренняя обмотка	$\dot{\Phi}_a^{shHV} = \frac{3}{(1-k)} \frac{L_a}{2L_{sh}^a} = 0,86$	$\dot{\Phi}_a^{shLV} = \frac{3}{(1-k)} \frac{L_a}{2L_{sh}^a} = 3\dot{\Phi}_{leg}^{shLV} = -0,86$
Коридор между обмотками	$\dot{\Phi}_{\delta}^{shHV} = \frac{1}{(1-k)} \frac{L_{\delta}^a}{L_{sh}^a} = 1,72$	$\dot{\Phi}_{\delta}^{shLV} = -\frac{1}{(1-k)} \frac{L_{\delta}^a}{L_{sh}^a} = -1,72$
Внешняя обмотка	$\dot{\Phi}_b^{shHV} = \frac{3}{(1-k)} \frac{L'_b}{2L_{sh}^a} = 0,86$	$\dot{\Phi}_b^{shLV} = \frac{3}{(1-k)} \frac{L'_b}{2L_{sh}^a} = -0,86$
Окно	$\dot{\Phi}_{window}^{shHV} = \frac{1}{(1-k)} \left(1 + \frac{L_a + L'_b}{2L_{sh}^a} \right) = 3,45$	$\dot{\Phi}_{window}^{shLV} = -\frac{1}{(1-k)} \left(1 + \frac{L_a + L'_b}{2L_{sh}^a} \right) = -3,45$

форматора, превосходя аналогичный поток (точнее антисверхпоток) в повышающем автотрансформаторе на значение потока х.х.:

$$\Phi_{side}^{shLV} - \Phi_{side}^{shHV} = \Phi_0 \quad (38)$$

или

$$\underline{\Phi}_{side}^{shLV} - \underline{\Phi}_{side}^{shHV} = 1. \quad (39)$$

«Трехэтажная» векторная диаграмма идеализированного повышающего автотрансформатора. Наглядность в представлении движения энергии и распределения магнитных потоков в двухтрансформаторной схеме замещения (рис. 4) позволяет с той же ясностью отобразить эти процессы на векторной диаграмме автотрансформатора. На рис. 5,а диаграмма построена для активно-индуктивной нагрузки повышающего автотрансформатора по заданным значениям вторичного напряжения \dot{U}_2 и тока \dot{I}_2 . Пунктиром выделены треугольники передаваемых в нагрузку мощностей автотрансформатора в соответствии с соотношениями (2)–(4):

электрическая мощность

$$\dot{S}_e = P_e + jQ_e = \dot{U}_a \dot{I}_b^*$$

электромагнитная мощность

$$\dot{S}_{em} = P_{em} + jQ_{em} = \dot{U}_b \dot{I}_b^*$$

мощность на выходе автотрансформатора на стороне ВН

$$\dot{S} = P + jQ = \dot{U}_2 \dot{I}_b^*$$

Поскольку в правых частях этих выражений стоит одинаковый множитель \dot{I}_b^* , то векторы \dot{U}_a , \dot{U}_b , \dot{U}_2 могут рассматриваться как величины, отображающие в некотором масштабе комплексные мощности \dot{S}_{em} , \dot{S}_e , \dot{S} . В результате диаграмма принимает «трехэтажный» вид: первый «этаж» образует треугольник мощности \dot{S}_{em} , второй – треугольник \dot{S}_e , третий – треугольник \dot{S} . Она является полной в том смысле, что на ней одновременно отображены также магнитные потоки, точнее пропорциональ-

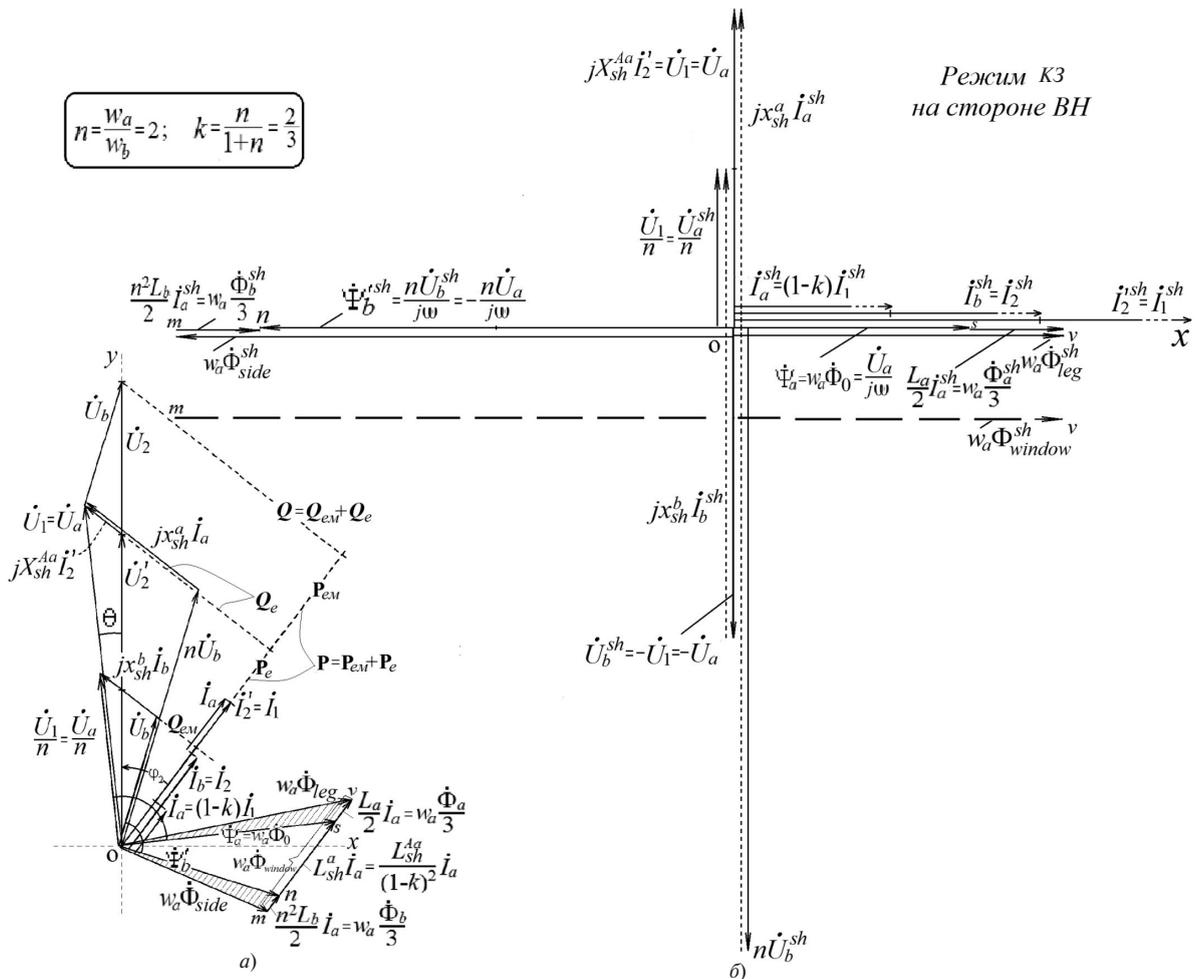


Рис. 5. «Трехэтажная» векторная диаграмма повышающего автотрансформатора в режиме активно-индуктивной нагрузки (а) и в режиме КЗ на стороне ВН (б)

ные им величины $w_a \dot{\Phi}_{leg}$, $w_a \dot{\Phi}_{side}$, $w_a \dot{\Phi}_a$ и т.д. Штриховыми линиями выделены треугольники osv и omn магнитных потоков соответственно для потокосцепления $\dot{\Psi}_a$ a -обмотки и потокосцепления $\dot{\Psi}'_b = n\dot{\Psi}_b$ b -обмотки. На диаграмме векторы $w_a \dot{\Phi}_a / 3$ и $w_a \dot{\Phi}_b / 3$ изображены увеличенными для визуализации треугольников osv и omn . Большой треугольник omv – есть треугольник магнитных потоков ($\dot{\Phi}_{leg} = \dot{\Phi}_{side} + \dot{\Phi}_{window}$), помноженный на w_a .

Диаграмма для режима КЗ показана на рис. 5,б. Поскольку $\dot{U}_2 = 0$, то ее построение начинается с первичного напряжения $\dot{U}_1 \equiv \dot{U}_a$. Все величины помечены индексом sh за исключением потокосцепления $\dot{\Psi}_a$, определяемого значением \dot{U}_1 . При одном и том же напряжении \dot{U}_1 в обоих режимах (рис. 5,а и б) векторы $\dot{\Psi}_a$ одинаковы. Треугольники потоков omn и osv вытягиваются в линии, в результате чего потоки в стали Φ_{leg}^{sh} и Φ_{side}^{sh} оказываются существенно превышающими поток холостого хода Φ_0 и в этом смысле являются сверхпотоками, причем с учетом направления Φ_{side}^{sh} , противоположного направлению Φ_{leg}^{sh} , его следует называть антисверхпотоком. Наибольшее значение принимает поток в окне Φ_{window}^{sh} , показанный на диаграмме штриховой линией. Диаграммы (рис. 5) построены для случая $k = 2/3 = 0,66$, что практически соответствует типовым силовым автотрансформаторам, поскольку отношения 220/330, 330/500, 500/750, 750/1150

весьма близки к $k = 0,66$. При необходимости диаграммы могут быть дополнены векторами потоков $\dot{\Phi}_{-y}^{ashHV}$, $\dot{\Phi}_{-y}^{ashHV}$ и др. с учетом их взаимосвязей с потоками, представленными на диаграмме согласно рис. 1,б.

«Трехэтажная» векторная диаграмма понижающего автотрансформатора. Векторная диаграмма понижающего автотрансформатора (рис. 6,а) существенно отличается от таковой для повышающего автотрансформатора (рис. 5,а). Первичным является входное напряжение $\dot{U}_{вх} = \dot{U}_2$ на стороне ВН (рис. 2,а), обозначенное на диаграмме как \dot{U}_{inp} (индекс inp от англ. *input* – вход). Входной ток $\dot{I}_{вх} \equiv \dot{I}_{inp} = -\dot{I}_2$. Она строится по заданным значениям вторичного напряжения \dot{U}_a и тока нагрузки $\dot{I}_{нагр} \equiv \dot{I}_{load} = -\dot{I}_1$ по схеме замещения (рис. 4) с сохранением указанных на схеме обозначений и направлений токов ветвей, а также соотношений между ними. Диаграмме можно придать явный «трехэтажный» вид, опустив перпендикуляр из конца вектора \dot{U}_b на линию токов. Диаграмма для режима КЗ показана на рис. 6,б. Поскольку вторичное напряжение $\dot{U}_a = 0$, то ее построение начинается с напряжения $\dot{U}_b^{KЗ} = \dot{U}_{вх} \equiv \dot{U}_2$.

Обе диаграммы в режиме КЗ (рис. 5,б и 6,б) наглядно показывают, что наибольшее перевозбуждение приходится на боковое ядро независимо от того, с какой стороны автотрансформатор с внутренней общей обмоткой закорочен. При этом оказывается, что перевозбуждения в стали автотранс-

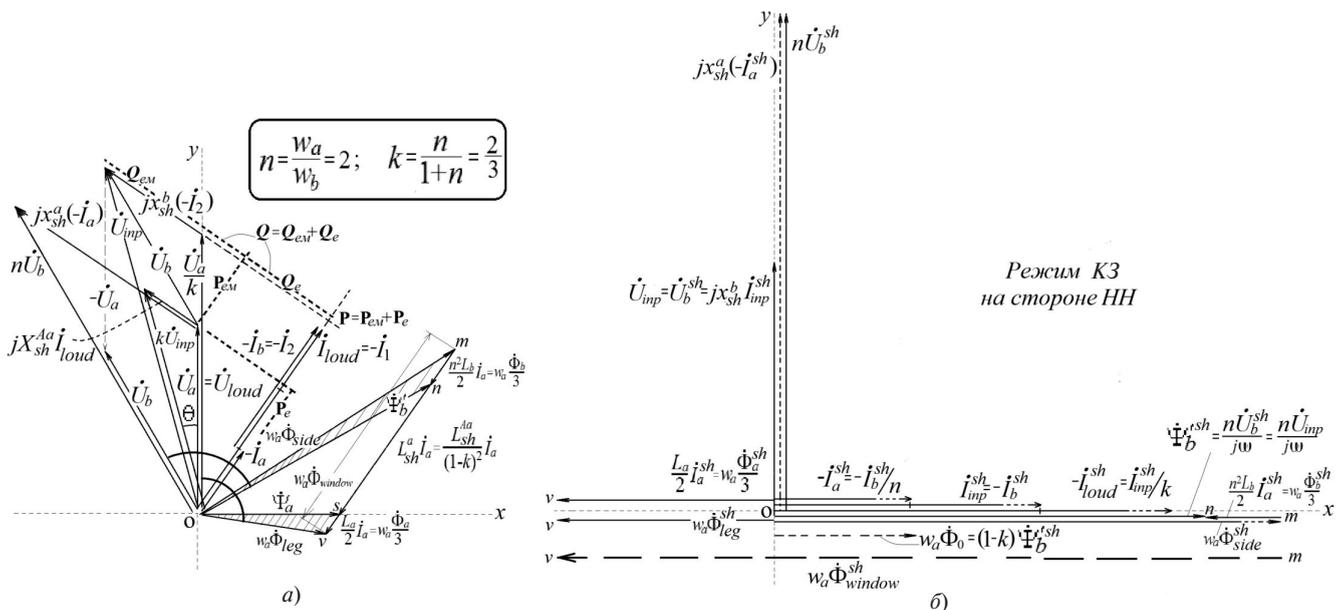


Рис. 6. Векторные диаграммы понижающего автотрансформатора в режиме активно-индуктивной нагрузки (а) и в режиме КЗ на стороне ВН (б)

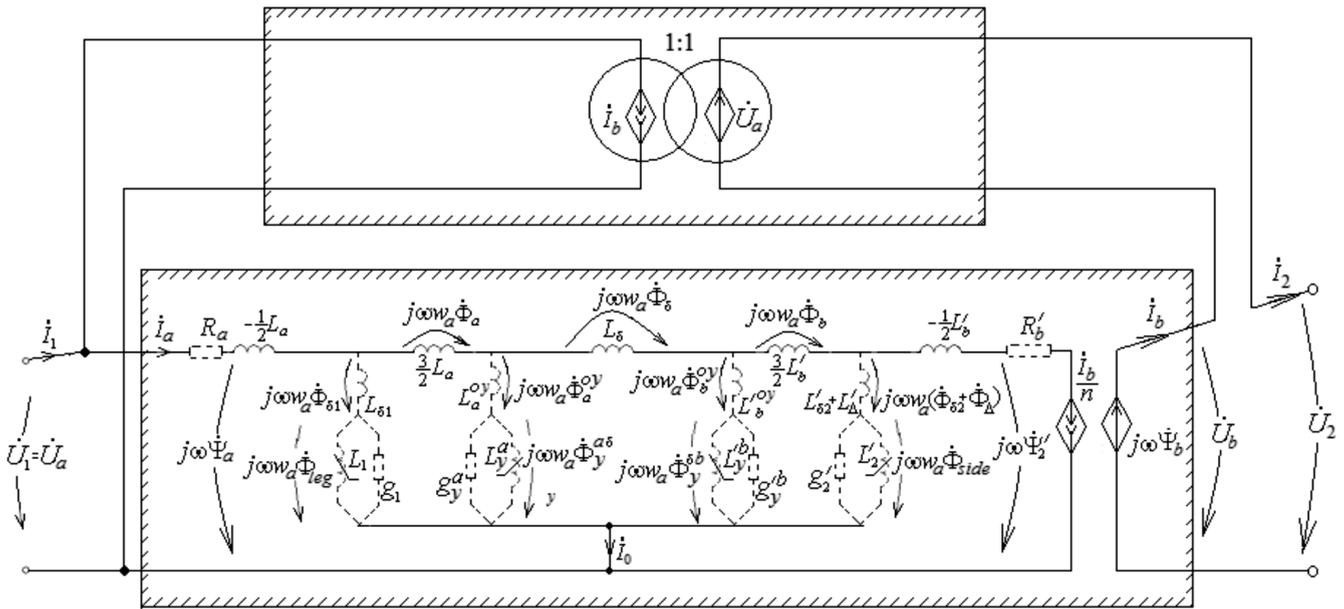


Рис. 7. Двухтрансформаторная 4Т-образная схема замещения реального автотрансформатора

форматоров существенно превышают аналогичные явления в силовых трансформаторах, что следует принять в качестве одной из причин их повышенной аварийности [1–3].

Двухтрансформаторная 4Т-образная схема замещения реального автотрансформатора. Переход к схеме замещения реального автотрансформатора связан с наращиванием его идеализированной модели (рис. 4) активными сопротивлениями обмоток R_1, R_2 и поперечными ветвями, учитывающими насыщение, активные и реактивные потери в стали, включая зоны между участками магнитопровода и баком, как показано штриховыми линиями на рис. 7. Смысл элементов этих ветвей и способ их вычисления рассмотрен в [8].

В поперечных ветвях протекают частные токи намагничивания, которые будучи помноженными на w , определяют падения магнитных напряжений в соответствующих участках стали магнитопровода и параллельных им воздушных промежутках. При этом величина wI_0 принимает смысл обозначения суммы этих напряжений вдоль контура магнитопровода, уравновешиваемой алгебраической суммой МДС ($w_a I_a - w_b I_b$) в этом контуре.

Заключение. По характеру и последовательности изложения представленный материал с учетом принятого ясного описания физических процессов передачи энергии можно интерпретировать как начала теории автотрансформаторов. Полученные в рамках этих начал схемы замещения позволяют предсказать реальное магнитное состояние автотрансформатора в любых условиях работы, что делает их ценными не только для исследователей,

проектировщиков и инженеров, но и для преподавания теории электрических машин в целом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Введение в электромеханику. — СПб.: Питер, 2007, 320 с.
2. Сергеевков Б.Н., Киселев В.М., Акимова Н.А. Электрические машины. Трансформаторы/Под ред. И.П. Копылова. — М.: Высшая школа, 1989, 352 с.
3. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980, 928 с.
4. Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. — Л.: Энергия, 1970, 432 с.
5. Электродинамическая стойкость трансформаторов и реакторов при коротких замыканиях/Под ред. А.И. Лурье. — М.: Знак, 2005, 520 с.
6. Левицкая Е.И., Лурье А.И., Панибратец А.Н. Проблема электродинамической стойкости трансформаторов при коротких замыканиях. — Электротехника, 2001, № 9, с. 31–38.
7. Ларин В.С. Вопросы трансформаторостроения на 44-й сессии СИГРЭ. — Электричество, 2013, № 5, с. 51–63.
8. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Ч. 1. — Электричество, 2014, № 9, с. 52–59.
9. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Ч. 2. — Электричество, 2014, № 10, с. 53–65.
10. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Ч. 3. Многообмоточный трансформатор. — Электричество, 2016, № 9, с. 34–47.
11. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Ч. 4. «Анатомия» трансформатора. — Электричество, 2017, № 3, с. 37–49.

[06.12.2017]

А в т о р: Шакиров Мансур Акмелович окончил Ленинградский политехнический институт (ныне Санкт-Петербургский государственный политехнический университет – СПбГПУ) в 1967 г. В 1980 г. защитил докторскую диссертацию. Профессор кафедры теоретических основ электротехники СПбГПУ.

Poynting's Vector and the New Theory of a Transformer. Part 5: an Autotransformer

SHAKIROV Mansur A. (*St. Petersburg State Polytechnical University, St. Petersburg, Russia*) – Professor, Dr. Sci. (Eng.)

The article presents a new theory of an autotransformer based on using the universal two-transformer equivalent circuits explicitly reflecting the device ability to transfer energy simultaneously by means of electrical and electromagnetic coupling, a feature serving as the autotransformer's main advantage. The equivalent circuits simultaneously represent the magnetic fluxes in the windings and in the gaps in between them, in individual parts of the core, and in the zones between the core and tank under steel saturation conditions. So-called three-storey vector diagrams of the autotransformer operating mode are developed, each storey in which represents one of the kinds of transferred power and the entire transferred power. The diagrams ensure high clarity in explaining overexcitation in individual parts of the core in a short-circuited autotransformer and in deriving formulas for superfluxes and antisuperfluxes (as compared with no-load fluxes) in this mode. The presented equivalent circuit corresponds simultaneously to step-up and step-down autotransformers and is applicable for studying their steady-state and transient modes of operation.

Key words: autotransformer, primary and secondary windings, equivalent circuit, magnetic flux, short-circuit mode, no-load mode, vector diagram, Poynting vector

REFERENCES

1. **Vol'dek A.I., Popov V.V.** *Elektricheskiye mashiny. Vvedeniye v elektromekhaniku* (Electrical machines. Introduction to electrical engineering). St. Petersburg, Publ. «Piter», 2007, 320 p.

2. **Sergeyenko B.N., Kiselev V.M., Akimova N.A.** *Elektricheskiye mashiny. Transformatory/Pod red. I.P. Kopylova* (Electrical machines. Transformers/Edit by I.P. Kopylov). Moscow, Publ. «Vysshaya shkola», 1989, 352 p.

3. **Ivanov-Smolenskii A.V.** *Elektricheskiye mashiny* (Electrical machines). Moscow, Publ. «Energiya», 1980, 928 p.

4. **Vasyutinskii S.B.** *Voprosy teorii i rascheta transformatorov* (Theory and calculation of transformers). Leningrad, Publ. «Energiya», 1970, 432 p.

5. **Elektrodinamicheskaya stoikost' transformatorov i reaktorov pri korotkikh zamykaniyakh/Pod red. A.I. Lur'ye** (Electrodynamic

stability of transformers and reactors at short circuits /Edit. by A. I. Lur'ye). Moscow, Publ. «Znak», 2005, 520 p.

6. **Levitskaya Ye.I., Lur'ye A.I., Panibratets A.N.** *Elektrotehnika – in Russ. (Electrical Engineering)*, 2001, No. 9, pp. 31–38.

7. **Larin V.S.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2013, No. 5, pp. 51–63.

8. **Shakirov M.A.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2014, No. 9, pp. 52–59.

9. **Shakirov M.A.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2014, No.10, pp. 53–65.

10. **Shakirov M.A.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2016, No. 9, pp. 34–47.

11. **Shakirov M.A.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2017, No. 3, pp. 37–49.

[06.12.2017]