

Вектор Пойнтинга и новая теория трансформатора. Ч. 6. «Анатомия» автотрансформатора

ШАКИРОВ М.А.

В предыдущей части (см. «Электричество», 2018, No. 6) [1] разработано новое учение об автотрансформаторе, в котором первичная роль принадлежит двум — электрическому и электромагнитному — потокам вектора Пойнтинга с последующим отображением этих потоков на эквивалентной двухтрансформаторной схеме замещения. Особенность этой схемы в том, что в ней выделен отдельно собственно трансформатор, не содержащий кондуктивных путей между его первичной и вторичной обмотками. Благодаря этому созданы условия для использования положений, приведших к понятию об «анатомии трансформатора» (см. «Электричество», 2017, No. 3) [2] в связи с обнаруженными внутри каждой из его обмоток A -инвариантной поверхности, такой, что на ней векторный потенциал (A) не зависит от нагрузки на другой обмотке. Очевидно, этим же свойством обладает и магнитный поток, охватываемый этой поверхностью, которая приобретает также смысл и Φ -инвариантной поверхности. Цель настоящей работы — установление отличительных в сравнении с трансформатором особенностей распределения векторного потенциала в автотрансформаторе и раскрытие их роли в понимании физических процессов, происходящих в нем в любых условиях работы, включая детальное выяснение причин его пониженной (по данным ВЭИ, СИГРЭ, МОК) динамической стойкости при коротком замыкании.

Ключевые слова: автотрансформатор, вектор Пойнтинга, магнитный поток, векторный потенциал, динамическая стойкость

Ток намагничивания и ток утечки. В отличие от представления движения электромагнитной энергии от обмотки к обмотке в трансформаторе на основе распределения вектора Пойнтинга в промежутке (коридоре) между ними традиционная теория построена на сомнительной концепции «передачи энергии посредством магнитного потока» [6, с. 19] или «магнитного поля» [7, с.159]. Этот же смысл имеется в виду и тогда, когда используется расплывчатый термин: «... передача энергии посредством электромагнитной индукции» [8, с.11; 9, с. 18], что, в частности, наглядно демонстрируется в учебнике [10, с. 242] на по существу ложных «физико-логических» связях (рис. 1,а). Абсурд в декларировании предопределяющей роли в рабочем процессе трансформатора так называемого «тока намагничивания» или, точнее, «МДС намагничивания» $F_0(t)$, якобы создающей «главный» или «основной», он же «рабочий», поток $\Phi_0(t) \equiv \Phi_c(t)$ трансформатора. При этом возлагается вето на любую попытку обсудить принцип действия трансформатора с наилучшими свойствами стали ($\mu_{\text{сталь}} = \infty$), поскольку в этом случае «МДС намагничивания $F_0(t) = w_1 i_0 \equiv 0$ », и блочная схема (рис. 1,а) теряет смысл в виду того, что тогда и «рабочий поток $\Phi_c(t) \equiv 0$ », а трансформатор при токе намагничивания $i_0 = 0$ согласно этим связям работать не сможет. Так, автор [11] уверенно заявляет:

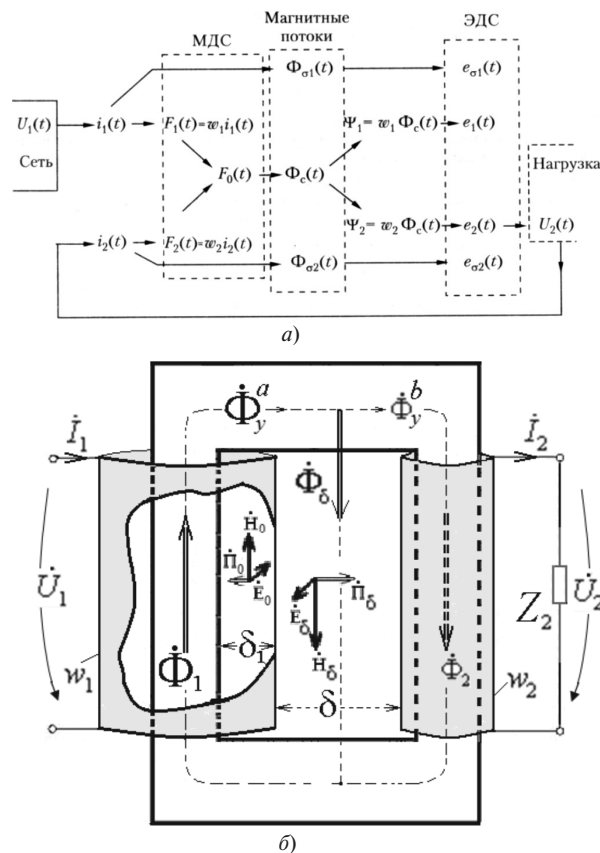


Рис. 1. Общепринятая (ошибочная) «физико-логическая схема электромагнитных процессов в трансформаторе» из учебника [10] (а) и ее опровержение по картине распределения вектора Пойнтинга в трансформаторе с тонкими обмотками (б)

«... нельзя использовать понятие $\mu_{\text{сталь}} = \infty$, особенно если речь идет о физическом понимании работы трансформатора ...». Это означает признание того, что объяснить рабочий процесс трансформатора, а также автотрансформатора с предельно лучшими характеристиками, к которым должны приближаться характеристики реальных трансформаторов и автотрансформаторов, в рамках традиционной теории невозможно!

Неприемлемое в традиционной теории для рабочего режима равновесие МДС обмоток

$$w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2 = 0 \tag{1}$$

является исходным при объяснении принципа действия трансформатора в новой теории [11,12], начинающейся с рассмотрения его идеализированного варианта ($\mu_{\text{сталь}} = \infty$, сопротивления обмоток $R_1 = R_2 = 0$). Рабочий режим в таком трансформаторе определяется распределением вектора Пойнтинга $\dot{\Pi}_\delta$ только в δ -промежутке с направлением от первичной обмотки к вторичной (рис. 1,б), поскольку величина $\dot{\Pi}_0 \equiv 0$, так как при $\mu_{\text{сталь}} = \infty$ значение $\dot{H}_0 \equiv 0$. По этой же причине ток холостого хода (х.х.) $\dot{I}_0 = 0$, и он утрачивает смысл «намагничивающей величины», поскольку, например, поток, охватываемый первичной обмоткой,

$$\dot{\Phi}_1 = \frac{\dot{U}_1}{j\omega w_1} \tag{2}$$

существует при отсутствии «намагничивающего тока». И передача активной мощности в случае тонких обмоток определяется углом θ между потоками:

$$P \equiv \Phi_1 \Phi_2 \sin \theta,$$

что несовместимо с понятием о мифическом «обшем» потоке [11].

Ситуация кардинально меняется при учете некачественности стали (наличия в ней потерь при $\mu_{\text{сталь}} \neq \infty$), поскольку в этом случае происходит утечка из поступающей в трансформатор общей мощности, идущая на покрытие активных и реактивных потерь в магнитопроводе. Теперь величины $\dot{H}_0 \neq 0$ и $\dot{\Pi}_0 \neq 0$ (рис. 1,б). Сумма образующихся при этом значений падения магнитных напряжений по контуру магнитопровода уравнивается суммой МДС $w_1 \dot{I}_1 + w_2 \dot{I}_2 \neq 0$, и величина $w_1 \dot{I}_0$ принимает смысл просто обозначения суммы этих магнитных напряжений в магнитопроводе, возникающих из-за неидеальности стали. Как видно, ненулевое значение тока х.х. ($\dot{I}_0 \neq 0$) оказывается признаком паразитного эффекта – наличия утечки части потребляемой мощности в сталь, и его следует, скорее, рассматривать как ток утечки из-за неидеальности стали трансформатора. Чем выше качество стали, тем меньше паразитный ток утечки \dot{I}_0 .

Основные допущения и обозначения. При описании технических устройств паразитные эффекты рассматривают во вторую очередь. Поэтому в соответствии с поставленной целью необходимо прежде всего провести исследование векторного потенциала в автотрансформаторе, построенном на идеализированном броневом цилиндрическом трансформаторе (рис.2), в котором магнитное и электрическое поля осесимметричны и поддаются строгим математическим расчетам. Используются цилиндрические координаты z, r, α (с ортами $\mathbf{k}, \mathbf{e}_r, \mathbf{e}_\alpha$) при следующих допущениях:

высота обмоток равна высоте окна h ;

$n = w_a / w_b > 1$ (a -обмотка – общая; b -обмотка – последовательная);

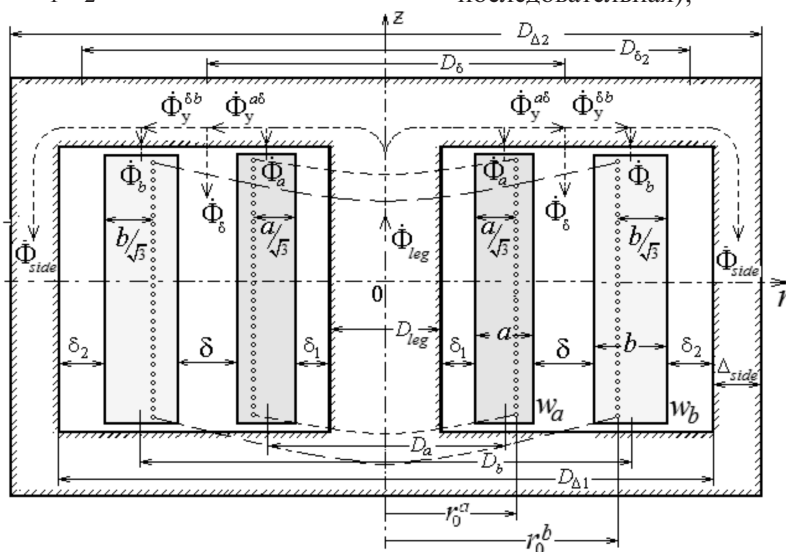


Рис. 2. Магнитные потоки и характеристические поверхности радиусов r_0^a и r_0^b в силовом трансформаторе

активные сопротивления обмоток равны нулю;
 потери в стали отсутствуют;
 магнитная проницаемость стали бесконечна
 $(\mu_{\text{сталь}} = \infty)$;
 магнитная индукция в стали распределяется
 равномерно по ее сечению.

Из этих условий вытекает, что магнитные потоки в промежутках шириной δ_1 и δ_2 равны нулю. Обозначения остальных магнитных потоков показаны на рис. 2. Линии индукции $\mathbf{B}(r)$ магнитных потоков в стержне ($\dot{\Phi}_{leg}$) и боковом ярме ($\dot{\Phi}_{side}$), а также в окне ($\dot{\Phi}_a$, $\dot{\Phi}_\delta$, $\dot{\Phi}_b$) параллельны оси z , а линии электрического поля $\mathbf{E}(r) = E(r)\mathbf{e}_\alpha$ и векторного потенциала $\mathbf{A} = A(r)\mathbf{e}_\alpha$ циркулируют вокруг оси z . На оси z принимается $A|_{r=0} = 0$, тогда, очевидно, и $A|_{r=D_{\Delta 2}/2} = 0$. В комплексной форме векторный потенциал представляет собой зависимость вида $\dot{A}(r) = \dot{A}(r, \dot{U}_1, \dot{U}_2)$.

Векторный потенциал. Конструкция магнитопровода с охватывающими его и друг друга обмотками автотрансформатора не отличается от устройства силового трансформатора (рис. 2). Поэтому зависимости векторного потенциала от внутренних величин автотрансформатора (магнитных потоков, токов \dot{I}_a , $\dot{I}_b = n\dot{I}_a$ и напряжений \dot{U}_a , \dot{U}_b самих обмоток) такие же, как в трансформаторе. Эти зависимости с учетом принятых допущений и показанных на рис. 2 направлений потоков приведены в таблице, где r_1^a , r_2^a и r_2^b , r_1^b – внутренний и внешний радиусы соответственно a - и b -обмоток, а r_{side1} , r_{side2} – внутренний и внешний радиусы бокового ярма. Входящие в формулы величины L_a , L_δ и L'_b равны [1]:

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

$$L_\delta = \frac{\mu_0 \pi D_\delta \delta}{h} w_a^2 \approx \frac{\mu_0 s_\delta}{h} w_a^2; \quad (4)$$

$$L'_b = \frac{\mu_0 \pi (D_b - b/2)b}{3h} w_a^2 \approx \frac{\mu_0 s_b}{3h} w_a^2; \quad (5)$$

$$L_{sh}^a = L_a + L_\delta + L'_b, \quad (6)$$

где s_a , s_δ , s_b – площади поперечных сечений соответствующих зон в окне:

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

$$s_b = \pi b D_b = \pi b (r_2^b + r_1^b).$$

Для функций $\dot{A}_a(r)$ и $\dot{A}_b(r)$ в зонах обмоток помимо точных представлены также приближенные формулы, полученные в результате аппроксимации кубических многочленов квадратичными при условии, что они совпадают на границах и в средней части соответствующих обмоток.

Кривые распределения значений векторного потенциала строятся в относительных единицах для величины (или ее модуля):

$$\dot{A}(r) / \dot{A}_{r_{leg}}^{(0)}, \quad (7)$$

где $\dot{A}_{r_{leg}}^{(0)}$ – векторный потенциал на поверхности стержня в режиме х.х.:

$$\dot{A}_{r_{leg}}^{(0)} = \dot{\Phi}_0 / 2\pi r_{leg}; \quad (8)$$

$$\dot{\Phi}_0 = \dot{U}_1 / j\omega w_a \equiv \dot{U}_a / j\omega w_a.$$

Поток х.х. $\dot{\Phi}_0$ в магнитопроводе одинаков при номинальных напряжениях автотрансформатора и его работе как в режиме повышения, так и понижения.

Кривые позволяют построить эпюру потока $\dot{\Phi}(r)$, охватываемого цилиндрической поверхностью радиуса r , на основе соотношения

$$\frac{\dot{\Phi}(r)}{\dot{\Phi}_0} = \frac{r}{r_{leg}} \frac{\dot{A}(r)}{\dot{A}_{r_{leg}}^{(0)}}, \quad (9)$$

что особенно важно для демонстрации сверх- и антипотоков КЗ в участках стали (в сравнении с потоком х.х. в этих же участках).

Связи между токами в идеализированном автотрансформаторе. Формулы для функций $\dot{A}(r)$ в таблице можно выразить через любой ток такого автотрансформатора (рис. 3,а) благодаря жестким взаимосвязям между ними и током \dot{I}_a в том смысле, что эти связи не зависят от нагрузки автотрансформатора и могут быть преобразованы друг в друга через его коэффициент трансформации (рис. 3,а):

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

при этом

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

Непосредственно из схемы рис. 3,а

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_b = n\dot{I}_a = \frac{k}{1-k} \dot{I}_a; \quad (12)$$

Магнитные потоки и векторный потенциал в броневом автотрансформаторе

Область (зона)	Пределы изменения r в зоне	Напряженность $\dot{H}(r) \equiv \dot{H}_z(r)$ и поток области $\dot{\Phi} \equiv \dot{\Phi}_z$	Векторный потенциал $\mathbf{A} = A(r)\mathbf{e}_a$; $A(r) \equiv A_a(r)$
Стержень	$0 < r < r_{leg}$	$\dot{H}(r) = 0$; $\dot{\Phi}_{leg} = \frac{\dot{U}_a}{j\omega w_a} + \frac{\dot{\Phi}_a}{3}$	$\dot{A}_{leg}(r) = \frac{1}{2\pi r} \dot{\Phi}_{leg} \frac{r^2}{r_{leg}^2}$
Канал δ_1	δ_1 -зона $r_{leg} < r < (r_{leg} + a)$	$\dot{H}(r) = 0$; $\dot{\Phi}_{\delta 1} = 0$	$\dot{A}_{\delta 1}(r) = \frac{1}{2\pi r} \dot{\Phi}_{leg}$
Внутренняя обмотка	a -зона $r_1^a < r < r_2^a$	$\dot{H}_a = \frac{w_a \dot{I}_a}{h} \frac{r - r_1^a}{a}$; $\dot{\Phi}_a = \frac{\mu_0 \pi a}{2} \left(D_a + \frac{a}{3} \right) \frac{w_a \dot{I}_a}{h}$; $\dot{\Phi}_a \approx \frac{3}{2} \frac{L_a \dot{I}_a}{w_a}$	$\dot{A}_a(r) = \frac{1}{2\pi r} \left[\dot{\Phi}_{leg} - \frac{2\pi\mu_0}{ha} w_a \dot{I}_a \times \left(\frac{r^3}{3} - \frac{r_1^a r^2}{2} + \frac{(r_1^a)^3}{6} \right) \right]$ или приближенно $\dot{A}_a(r) \approx \frac{1}{j\omega w_a} \frac{1}{2\pi r} \left\{ \dot{U}_a + \left[\frac{1}{2} - 3 \left(\frac{r - r_1^a}{a} \right)^2 \frac{r_2^a}{D_a} \right] j\omega L_a \dot{I}_a \right\}$
Коридор между обмотками δ	δ -зона $r_1^a < r < r_1^a$	$\dot{H}_\delta = \frac{w_a \dot{I}_a}{h}$; $\dot{\Phi}_\delta = \frac{\mu_0 \pi D_\delta \delta}{h} w_a \dot{I}_a$ или $\dot{\Phi}_\delta = \frac{L_\delta \dot{I}_a}{w_a}$	$\dot{A}_\delta(r) = \frac{1}{2\pi r} \left[\dot{\Phi}_{leg} - \dot{\Phi}_a - \frac{\pi\mu_0}{h} w_a \dot{I}_a (r^2 - (r_2^a)^2) \right]$ или $\dot{A}_\delta(r) = \frac{1}{2\pi r} \left(\frac{\dot{U}_a}{j\omega w_a} - \left(1 + 3 \frac{r^2 - (r_2^a)^2}{a D_a} \right) \frac{L_a \dot{I}_a}{w_a} \right)$
Внешняя обмотка	b -зона $r_1^b < r < r_2^b$	$\dot{H}_b = \frac{w_a \dot{I}_a}{h} \frac{r_2^b - r}{b}$; $\dot{\Phi}_b = \frac{\mu_0 \pi b}{2} \left(D_b = \frac{b}{3} \right) \frac{w_a \dot{I}_a}{h}$; $\dot{\Phi}_b \approx \frac{3}{2} \frac{L_b \dot{I}_a}{w_a}$	$\dot{A}_b(r) = \frac{1}{2\pi r} \left[\dot{\Phi}_{side} + \frac{2\pi\mu_0 w_a \dot{I}_a}{hb} \left(\frac{r^3}{3} - \frac{r_2^b r^2}{2} + \frac{r_2^b}{6} \right) \right]$ или приближенно $\dot{A}_b(r) \approx \frac{1}{2\pi r} \left(\dot{\Phi}_{side} + \frac{\pi\mu_0 w_a \dot{I}_a}{hb} r_1^b (r_2^b - r)^2 \right)$
Канал δ_2	δ_2 -зона $r_2^b < r < r_2^b + \delta_2$	$\dot{H}(r) = 0$; $\dot{\Phi}_{\delta 2} = 0$	$\dot{A}_{\delta 2}(r) = \frac{\dot{\Phi}_{side}}{2\pi r}$
Боковое ярмо	$r_{side1} < r < r_{side2}$	$\dot{H}(r) = 0$; $\dot{\Phi}_{side} = \frac{\dot{U}_b}{j\omega w_b} - \frac{\dot{\Phi}_b}{3}$	$\dot{A}_{side}(r) = \frac{\dot{\Phi}_{side}}{2\pi r} \frac{(-r^2 + r_{side2}^2)}{(r_{side2}^2 - r_{side1}^2)}$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_a + \dot{I}_b = (1+n)\dot{I}_a = \frac{\dot{I}_a}{1-k}. \quad (13)$$

Обратные соотношения имеют вид:

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

$$\dot{I}_a = \frac{1-k}{k}\dot{I}_2. \quad (15)$$

Эти выражения подтверждают связь:

$$\dot{I}_2 = k\dot{I}_1. \quad (16)$$

Формулы (12)–(16) справедливы как для повышающего, так и для понижающего идеализированного автотрансформатора.

A-инвариантные поверхности. Итогом анализа распределения векторного потенциала в силовом трансформаторе явилось открытие A-инвариантных поверхностей, на которых векторный потенциал $A(r)$ не зависит от нагрузки ($A_{r_{inv}} = \text{const}$, где r_{inv} – радиус A-инвариантной поверхности) [2]. Можно сказать и так: значение величины $A_{r_{inv}}$ при любой нагрузке совпадает с ее значением при х.х. $A_{r_{inv}}^{(0)}$, поэтому:

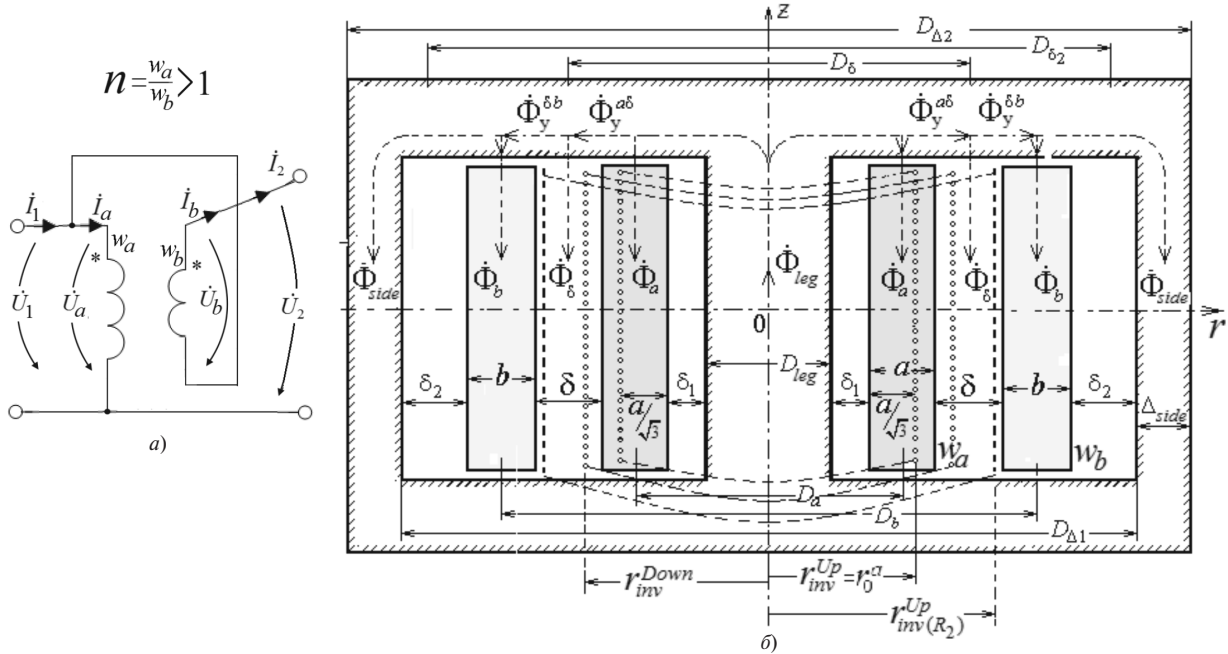


Рис. 3. Токи в автотрансформаторе (а) и три характеристические поверхности в его окне (б)

$$\frac{A_{r_{inv}}}{A_{r_{leg}}} = \frac{A_{r_{inv}}^{(0)}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{\Phi_0 / 2\pi r_{inv}}{\Phi_0 / 2\pi r_{leg}} = \frac{r_{leg}}{r_{inv}}. \quad (17)$$

Будем обозначать радиусы этих характеристических поверхностей так: r_{inv}^{Up} – для повышающего режима; r_{inv}^{Down} – для понижающего режима.

На основании (17) можно записать: для повышающего режима

$$\frac{A_{r_{inv}^{Up}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_{inv}^{Up}}; \quad (18)$$

для понижающего режима

$$\frac{A_{r_{inv}^{Down}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_{inv}^{Down}}. \quad (19)$$

Замечание 1. В повышающем идеализированном трансформаторе [2]:

$$r_{inv}^{Up} = r_0^a = r_1^a + \frac{a}{\sqrt{6}} \sqrt{1 + \frac{r_1^a}{r_2^a}} \approx r_1^a + \frac{a}{\sqrt{3}}; \quad (20)$$

$$\frac{A_{r_{inv}^{Up}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_0^a},$$

а в понижающем:

$$r_{inv}^{Down} = r_0^b = r_2^b - \frac{b}{\sqrt{6}} \sqrt{1 + \frac{r_2^b}{r_1^b}} \approx r_2^b - \frac{b}{\sqrt{3}};$$

$$\frac{A_{r_{inv}^{Down}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_0^b}. \quad (21)$$

Из (20) и (21) следует, что положения этих поверхностей определяются только геометрией обмоток и, в частности, не зависят от коэффициента трансформации n . Обе поверхности находятся внутри обмоток; они показаны штриховой линией на рис. 2. Поскольку поток $\Phi_{r_{inv}}$, охватываемый A -инвариантной поверхностью, совпадает с его значением при х.х., можем записать:

$$\Phi_{r_0^a} = 2\pi r_0^a A_{r_0^a} = U_a / \omega w_a; \quad (22)$$

$$\Phi_{r_0^b} = 2\pi r_0^b A_{r_0^b} = U_b' / \omega w_a. \quad (23)$$

Эти соотношения позволяют представить передачу активной мощности в трансформаторе в нескольких вариантах:

$$P = \frac{U_a U_b'}{\omega L_{sh}^a} \sin \theta_\psi = \lambda_\psi \Phi_{r_0^a} \Phi_{r_0^b} \sin \theta_\psi = 4\pi^2 \lambda_\psi (r_0^a r_0^b) A_{r_0^a} A_{r_0^b} \sin \theta_\psi, \quad (24)$$

что делает возможным трактовать ее с различных физических позиций. В этой формуле $\lambda_\psi = \omega w_a^2 / L_{sh}^a$. Величина θ_ψ есть угол между \dot{U}_a и

\dot{U}_b , совпадающий с углом между потоками $\dot{\Phi}_{r_0^a}$ и $\dot{\Phi}_{r_0^b}$, а также с углом между $\dot{A}_{r_0^a}$ и $\dot{A}_{r_0^b}$. Отсюда вытекает положение.

Теорема 1. Условием передачи активной мощности в трансформаторе является наличие угла θ_ψ между потоками, заключенными внутри характеристических поверхностей радиусов r_{inv}^{Up} и r_{inv}^{Down} .

Справедливо и следующее утверждение относительно потоков в стали.

Теорема 2. Условием передачи активной мощности в трансформаторе является наличие угла между потоками в стержне и боковом ярме магнитопровода.

На характеристических поверхностях

$$\dot{E}_{r_0^a} = j\omega \dot{A}_{r_0^a}; \quad \dot{E}_{r_0^b} = j\omega \dot{A}_{r_0^b}, \quad (25)$$

что позволяет выразить передачу мощности (24) через параметры электрического поля трансформатора.

Нуль-поверхности. Поверхность, на которой векторный потенциал принимает нулевое значение, будем называть нуль-поверхностью, поскольку охватываемый ею магнитный поток равен нулю.

Для режимов КЗ обозначим: r_{00}^{shUp} – радиус нуль-поверхности при КЗ на стороне ВН ($A_{r_{00}^{shUp}}=0$); r_{00}^{shDown} – радиус нуль-поверхности при КЗ на стороне НН ($A_{r_{00}^{shDown}}=0$).

Напряженность электрического поля на этих поверхностях в соответствующих режимах КЗ обращается в нуль. След нуль-поверхности КЗ в меридиональной плоскости дает «линию раздела» потоков в этом режиме КЗ.

Теорема 3. При перемене входа и выхода устройства A -инвариантная поверхность становится нуль-поверхностью КЗ и наоборот:

$$r_{00}^{shUp} = r_{inv}^{Down}; \quad (26)$$

$$r_{00}^{shDown} = r_{inv}^{Up}. \quad (27)$$

Замечание 2. В силовых трансформаторах [2]:

$$r_{00}^{shUp} = r_{inv}^{Down} = r_0^b; \quad (28)$$

$$r_{00}^{shDown} = r_{inv}^{Up} = r_0^a; \quad (29)$$

рис. 2 наглядно демонстрирует следующее положение.

Теорема 4. «Линии раздела» потоков в обоих режимах КЗ силового трансформатора могут проходить только внутри обмоток.

Далее на конкретных примерах будет показано, что в отличие от трансформаторов в автотрансформаторах положения некоторых характеристических поверхностей зависят от коэффициента трансформации.

Пример 1. Габариты автотрансформатора (рис. 3,б): $D_{leg} = 430$ мм; $h = 870$ мм; $D_\delta = D_{12} = 660$ мм. Геометрические данные: $\delta_1 = 30$ мм; $a = 60$ мм; $\delta = a$; $b = a$; $\delta_2 = 50$ мм. Радиусы граничных поверхностей в окне:

$$r_{leg} = 215 \text{ мм}; \quad r_1^a = 245 \text{ мм}; \quad r_2^a = 305 \text{ мм}; \\ r_1^b = 365 \text{ мм}; \quad r_2^b = 425 \text{ мм}; \quad r_{side1} = 475 \text{ мм}; \\ r_{side2} = 521,4 \text{ мм}.$$

Коэффициент трансформации

$$k = \frac{n}{n+1} = \frac{2}{3}; \quad \left(n = \frac{w_a}{w_b} = 2 \right),$$

что в точности соответствует шкалам напряжений смежных линий передач 220/330 кВ, 500/750 кВ и приближенно шкалам 330/500, 750/1150 кВ. Согласно (3)–(6)

$$\frac{L_a}{L_{sh}^a} = 0,1731; \quad \frac{L_{dl1}}{L_{sh}^a} = 0,6; \quad \frac{L_b'}{L_{sh}^a} = 0,2269.$$

A -инвариантная поверхность в повышающем автотрансформаторе. В повышающем автотрансформаторе заданным является напряжение (рис. 3,а):

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 = \dot{U}_a; \quad \dot{U}_2 = Z_{load2} \dot{I}_2.$$

Если значение радиуса r таково, что в приближенной формуле для $\dot{A}_a(r)$ (см. таблицу) выражение в квадратных скобках перед током \dot{I}_a обращается в нуль, то величина \dot{A}_a на поверхности этого радиуса не будет зависеть от тока и, следовательно, от нагрузки Z_{load2} . Таким образом, для определения радиуса A -инвариантной поверхности в повышающем автотрансформаторе достаточно это выражение приравнять нулю:

$$\left[\frac{1}{2} - 3 \left(\frac{r - r_1^a}{a} \right)^2 \frac{r_2^a}{D_a} \right] = 0, \quad (30)$$

откуда следует, что, как и в обычном силовом трансформаторе с внутренней a -обмоткой, в автотрансформаторе с учетом (27) и (18):

$$r_{inv}^{Up} = r_{00}^{shDown} \approx r_1^a + \frac{a}{\sqrt{6}} \sqrt{1 + \frac{r_1^a}{r_2^a}} = r_0^a; \quad \frac{A_{r_{inv}}^{Up}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_0^a}. \quad (31)$$

Распределение векторного потенциала в повышающем автотрансформаторе. Соотношения (31) наглядно подтверждаются точкой пересечения кривых $\dot{A}(r)/\dot{A}_{r_{leg}}^{(0)}$, рассчитанных для примера 1 по формулам таблицы для режимов х.х., КЗ и нескольких чисто реактивных нагрузок (рис. 4); для вычисления $\dot{A}_a(r)$ и $\dot{A}_b(r)$ использовались точные формулы (см. таблицу), содержащие кубические многочлены по переменной r . Нагрузка представлена в долях сопротивления КЗ автотрансформатора:

$$Z_{sh}^{Aa} = j\omega L_{sh}^{Aa} = (1-k)^2 j\omega L_{sh}^a, \quad (32)$$

где $j\omega L_{sh}^a$ – сопротивление КЗ идеализированного трансформатора той же геометрии со стороны a -обмотки, равное

$$j\omega L_{K3}^a = j\omega(L_a + L_\delta + L'_b). \quad (33)$$

Точка пересечения находится в пределах a -обмотки и имеет координаты

$$r = r_{inv}^{Up} = 0,2807 \text{ м}; \quad \frac{A_{r_{inv}}^{Up}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = 0,766, \quad (34)$$

которые с разницей менее 1,5% совпадают с их расчетными значениями по приближенным формулам (31). На графике отмечена также точка с координатами

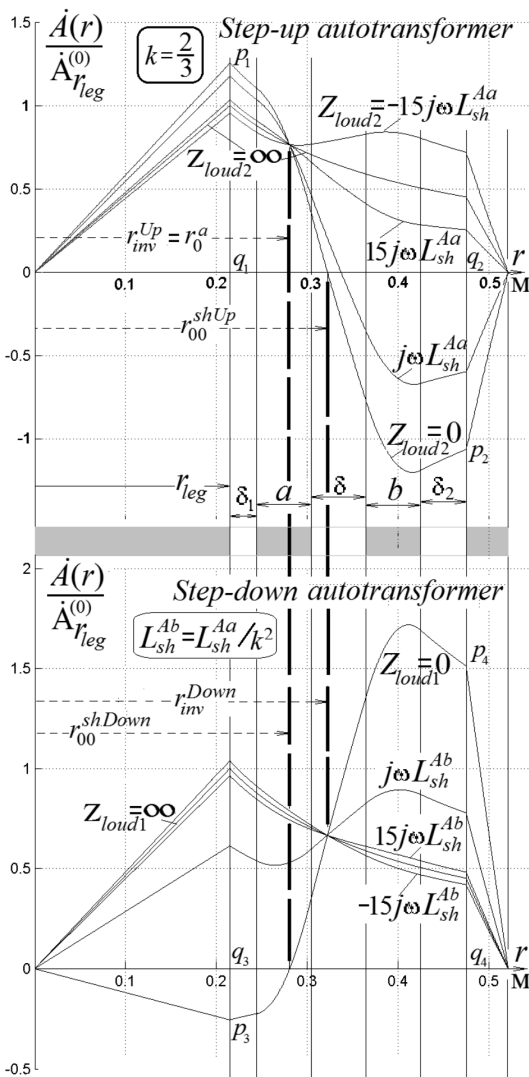


Рис. 4. Векторный потенциал при х.х., КЗ и чисто реактивных нагрузках в повышающем и понижающем автотрансформаторах

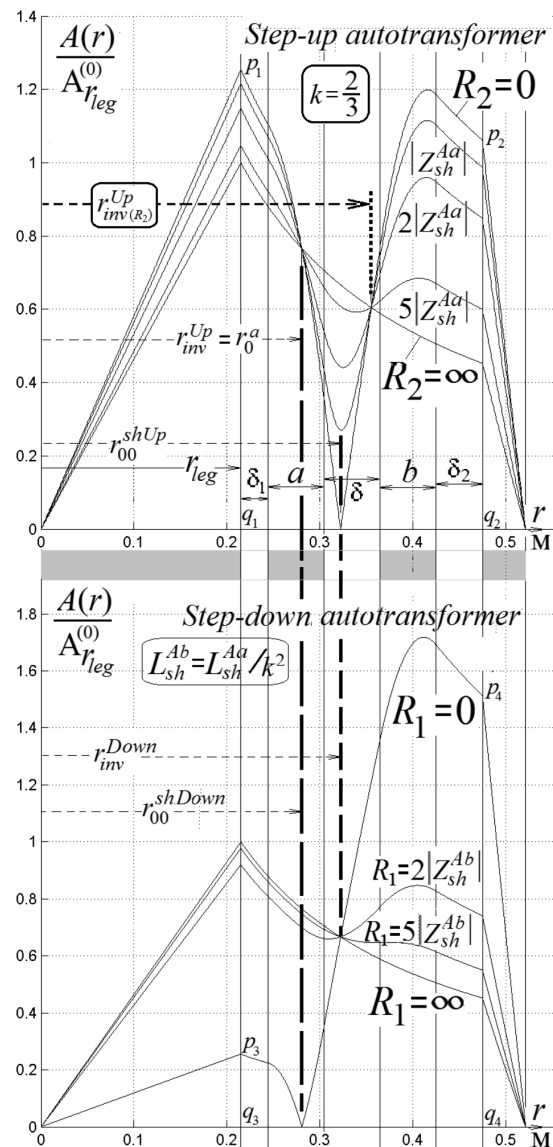


Рис. 5. Модуль векторного потенциала при чисто активных нагрузках в повышающем и понижающем автотрансформаторах

$$r = r_{00}^{shUp} \rightarrow r_{00}^{\delta shUp} = 0,3224 \text{ м}; \quad \frac{A_{r_{00}^{shUp}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = 0, \quad (35)$$

характеризующая нуль-поверхность в режиме КЗ повышающего автотрансформатора, т.е. при $\dot{U}_2 = 0$. В данном примере эта поверхность оказалась в δ -коридоре между обмотками, на что указывает добавленный индекс δ в обозначении радиуса $r_{00}^{\delta shUp}$. Формулу для его определения можно найти, решив уравнение

$$A_{\delta}(r) \Big|_{U_2=0} = 0 \quad (36)$$

с учетом того, что при КЗ согласно (14) ток

$$\begin{aligned} \dot{I}_a^{shUp} &= (1-k)\dot{I}_1^{shUp} = (1-k)\frac{\dot{U}_a}{jX_{sh}^{Aa}} = \\ &= (1-k)\frac{\dot{U}_a}{(1-k)^2 jx_{sh}^a} = \frac{\dot{U}_a}{(1-k)j\omega L_{sh}^a}. \end{aligned} \quad (37)$$

Подставив правую часть этого выражения в формулу для $A_{\delta}(r)$ (см. таблицу) и решив (36), получим

$$r = r_{00}^{\delta shUp} = r_2^a \sqrt{1 + \frac{aD_a}{3(r_2^a)^2} \left((1-k)\frac{L_{sh}^a}{L_a} - 1 \right)}, \quad (38)$$

что имеет смысл, если подкоренное выражение больше единицы. В *примере 1* это условие выполняется, и расчет по (38) совпадает с (35).

На основе (9) по кривой для режима КЗ заключаем, что отрезок $p_1 q_1 = 1,255$ характеризует сверхпоток КЗ в стержне:

$$\begin{aligned} \Phi_{leg}^{shUp} &= \frac{\Phi_{leg}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load2}=0} = \frac{r_{leg}}{r_{leg}} \frac{A(r_{leg})}{A_{r_{leg}}^{(0)}} \Big|_{Z_{load2}=0} = \\ &= \frac{A(r_{leg})}{A_{r_{leg}}^{(0)}} \Big|_{Z_{load2}=0} = p_1 q_1 = 1,255; \end{aligned} \quad (39)$$

антипоток КЗ в боковом ярме определяется отрезком $p_2 q_2 = -1,061$:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{side}^{shUp} &= \frac{\Phi_{side}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load2}=0} = \frac{r_{side1}}{r_{leg}} \frac{A(r_{side1})}{A_{r_{leg}}^{(0)}} \Big|_{Z_{load2}=0} = \\ &= \frac{r_{side1}}{r_{leg}} p_2 q_2 = \frac{0,475}{0,215} (-1,061) = -2,3447. \end{aligned} \quad (40)$$

Оба результата совпадают с расчетами по формулам [1]:

$$\dot{\Phi}_{leg}^{shUp} = 1 + \frac{1}{1-k} \frac{L_a}{2L_{sh}^a}; \quad \dot{\Phi}_{side}^{shUp} = -\frac{1}{1-k} \left(k + \frac{L'_b}{2L_{sh}^a} \right). \quad (41)$$

A-инвариантная поверхность в понижающем автотрансформаторе. Из *теоремы 3* и согласно (26) нуль-поверхность повышающего автотрансформатора в режиме КЗ является одновременно A-инвариантной поверхностью понижающего автотрансформатора. В рассматриваемом *примере 1* с учетом (35) приходим к выводу, что A-инвариантная поверхность автотрансформатора в понижающем режиме будет находиться в δ -коридоре между обмотками, т.е.

$$r_{inv}^{Down} \rightarrow r_{inv}^{\delta Down} = r_{00}^{\delta shUp}, \quad (42)$$

поэтому в этом случае:

$$r_{inv}^{Down} \rightarrow r_{inv}^{\delta Down} = 0,3224 \text{ м}; \quad \frac{A_{r_{inv}^{Down}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_{inv}^{Down}} = 0,6669. \quad (43)$$

Распределение векторного потенциала в понижающем автотрансформаторе. Кривые, рассчитанные для этого случая по формулам таблицы с использованием точных выражений для $A_a(r)$ и $A_b(r)$, представлены на нижнем графике рис. 4. Пересечение кривых подтверждает (31): нуль-поверхность при КЗ на стороне НН проходит в толще a -обмотки и имеет радиус, совпадающий с его значением, предсказываемым по *теореме 3* и формуле (27):

$$r_{00}^{shDown} = r_{inv}^{Up} = r_0^a = 0,2807 \text{ м}; \quad \frac{A_{r_{00}^{shDown}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = 0. \quad (44)$$

На основе (9) по кривой для режима КЗ находим антипоток КЗ в стержне (с помощью отрезка $p_3 q_3 = -0,255$):

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{leg}^{shDown} &= \frac{\Phi_{leg}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load1}=0} = \frac{r_{leg}}{r_{leg}} \frac{A(r_{leg})}{A_{r_{leg}}^{(0)}} \Big|_{Z_{load2}=0} = \\ &= p_3 q_3 = -0,255 \end{aligned} \quad (45)$$

и сверхпоток КЗ в боковом ярме (с помощью отрезка $p_4 q_4 = 1,514$):

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{side}^{shDown} &= \frac{\Phi_{side}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load1}=0} = \frac{r_{side1}}{r_{leg}} \frac{A(r_{side1})}{A_{r_{leg}}^{(0)}} \Big|_{Z_{load1}=0} = \\ &= \frac{r_{side1}}{r_{leg}} p_4 q_4 = \frac{0,475}{0,215} \cdot 1,514 = 3,3447. \end{aligned} \quad (46)$$

Оба результата совпадают с расчетами по формулам [1]:

$$\dot{\Phi}_{leg}^{shDown} = -\frac{1}{1-k} \frac{L_a}{2L_{sh}^a}; \quad \dot{\Phi}_{side}^{shDown} = \frac{1}{1-k} \left(1 + \frac{L'_b}{2L_{sh}^a} \right). \quad (47)$$

Сопоставление (39) и (45), а также (40) и (46) подтверждает два свойства [1]:

на каждом участке стали суммирование потока, образующегося в нем при КЗ на стороне ВН, с его же потоком, образующимся в нем при КЗ на стороне НН, дает величину, равную потоку х.х. $\dot{\Phi}_0$;

среди участков магнитопровода наиболее перегруженным в обоих режимах КЗ оказывается боковое ярмо.

Векторный потенциал при чисто активной нагрузке. Выше было доказано, что в окне автотрансформатора существуют две характеристические поверхности с радиусами r_{inv}^{Up} и r_{inv}^{Down} , которые ведут себя как A -инвариантные (или Φ -инвариантные) относительно нагрузки на стороне ВН или на стороне НН при работе соответственно в режиме повышения или понижения напряжения. Однако, как показывают кривые распределения модуля векторного потенциала на рис. 5 при чисто активных нагрузках ($Z_{load2} = R_2$), в окне повышающего автотрансформатора присутствует еще одна особенная (характеристическая) поверхность радиуса — $r_{inv}^{Up}(R_2)$ — для повышающего автотрансформатора; индекс читается как инвариантность относительно активной нагрузки R_2 .

Согласно рис. 5 для *примера 1* $A_{inv}(R_2)$ -инвариантная по модулю поверхность относительно сопротивления R_2 оказалась в δ -коридоре между обмотками:

$$r_{inv}(R_2)^{Up} \rightarrow r_{inv}(R_2)^{\delta Up} = 0,3554; \quad \frac{A_{r_{inv}(R_2)^{Up}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_{inv}(R_2)^{Up}} = 0,605. \quad (48)$$

Поскольку через точку с координатами (48) проходят также кривые х.х. и КЗ, то для вывода формулы радиуса $r_{inv}(R_{H2})^{Up}$ проще всего воспользоваться уравнением

$$\left| \dot{A}_\delta(r) \right|_{I_2=0} = \left| \dot{A}_\delta(r) \right|_{U_2=0}. \quad (49)$$

Согласно (15) при $\dot{I}_2 = 0$ также и ток $\dot{I}_a = 0$, а при $\dot{U}_2 = 0$ ток $\dot{I}_a = \dot{I}_a^{shUp}$ (см. (37)), что позволяет свести (49) к паре уравнений:

$$\pm 1 = 1 - \left(1 + 3 \frac{r^2 - (r_2^a)^2}{aD_a} \right) \frac{L_a}{(1-k)L_{sh}^a}, \quad (50)$$

из которых (с учетом условия $r > r_2^a$) смысл имеет только случай со знаком минус в левой части. В результате из (50) вытекает:

$$r \rightarrow r_{inv}(R_2)^{\delta Up} = r_2^a \sqrt{1 + \frac{aD_a}{3(r_2^a)^2} \left((1-k) \frac{L_{sh}^a}{L_a} - 1 \right)}. \quad (51)$$

В достоверности A -инвариантности по модулю поверхности радиуса $r_{inv}(R_2)^{\delta Up}$ относительно $Z_{load2} = R_2$ можно убедиться, подставив правую часть (51) в выражение для $\dot{A}_\delta(r)$ (таблица), учитывая, что при чисто активной нагрузке ток

$$\dot{I}_a = (1-k)\dot{I}_1 = (1-k) \frac{\dot{U}_a}{R_2' + jX_{K3}^{Aa}}. \quad (52)$$

В итоге получим представление

$$\begin{aligned} \dot{A}_\delta \Big|_{r=r_{inv}(R_2)^{\delta Up}} &= \frac{\dot{U}_a}{2\pi r_{inv}(R_2)^{\delta Up} w_a \omega} \left(\frac{1}{j} - \frac{2\omega(1-k)^2 L_{sh}^a}{R_2' + jX_{sh}^{Aa}} \right) = \\ &= -j \frac{\dot{\Phi}_0}{2\pi r_{inv}(R_2)^{\delta Up}} \left(1 - \frac{2jX_{sh}^{Aa}}{R_2' + jX_{sh}^{Aa}} \right), \end{aligned}$$

его модуль равен

$$\dot{A}_\delta \Big|_{r=r_{inv}(R_2)^{\delta Up}} = \frac{\dot{\Phi}_0}{2\pi r_{inv}(R_2)^{\delta Up}}, \quad (53)$$

т.е. не зависит от R_2' , что и требовалось доказать. Более того, выясняется, что поток, охватываемый рассматриваемой поверхностью,

$$\Phi \Big|_{r=r_{inv}(R_2)^{\delta Up}} = 2\pi r_{inv}(R_2)^{\delta Up} \dot{A}_\delta \Big|_{r=r_{inv}(R_2)^{\delta Up}} = \Phi_0. \quad (54)$$

Этого следовало ожидать, поскольку через эту же точку проходит кривая х.х.

Таким образом, в повышающем автотрансформаторе существуют две A -инвариантные поверхности, обе охватывают одинаковый по модулю поток, который равен потоку х.х. Φ_0 . Фазы потоков раз-

лично и зависят от значения сопротивления $Z_{load2} = R_2$.

Примечательно, что, как показывают кривые на рис. 5, в понижающем режиме работы автотрансформатора из *примера 1* существует лишь одна A -инвариантная поверхность; A -инвариантная по модулю поверхность относительно чисто активной нагрузки ($Z_{load1} = R_1$) в этом режиме отсутствует.

Отрезки $p_1q_1, p_2q_2, p_3q_3, p_4q_4$ на рис. 5 имеют те же значения и тот же смысл, что и на рис. 4.

Число характеристических поверхностей. В автотрансформаторе из *примера 1* характеристические поверхности расположены либо в пределах внутренней a -обмотки, либо в δ -коридоре между обмотками; их общее число равно трем. Следующий пример представляет автотрансформатор, все характеристические поверхности которого находятся в пределах внутренней a -обмотки, и их число равно четырем.

Пример 2. При тех же, что и в *примере 1*, габаритах (рис. 2): $D_{leg} = 430$ мм; $h = 870$ мм; $D_\delta = D_{12} = 660$ мм, а также $\delta_1 = 30$ мм, $\delta_2 = 50$ мм и $a = 60$ мм, пусть $\delta = 50$ мм; $b = 40$ мм. Радиусы граничных поверхностей в окне:

$$r_{leg} = 215 \text{ мм}; r_1^a = 245 \text{ мм}; r_2^a = 305 \text{ мм};$$

$$r_1^b = 355 \text{ мм}; r_2^b = 395 \text{ мм}; r_{side1} = 445 \text{ мм};$$

$$r_{side2} = 494,2 \text{ мм}.$$

Задано также

$$n = \frac{w_a}{w_b} = 11; k = \frac{n}{n+1} = \frac{11}{12}.$$

Согласно (3)–(6)

$$\frac{L_a}{L_{sh}^a} = 0,2135; \frac{L_{dlt}}{L_{sh}^a} = 0,6074; \frac{L'_b}{L_{sh}^a} = 0,1791.$$

Радиусы всех характеристических поверхностей показаны на графиках (рис. 6), и все они находятся в пределах внутренней a -обмотки. В частности, радиус $A_{inv(R_2)}$ -инвариантной по модулю поверхности

$$r_{inv(R_2)}^{Up} \rightarrow r_{inv(R_2)}^{aUp} = 0,3010 \text{ м} < r_2^a;$$

$$\frac{A_{r_{inv(R_2)}^{Up}}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} = \frac{r_{leg}}{r_{inv(R_2)}^{aUp}} = 0,7143. \quad (55)$$

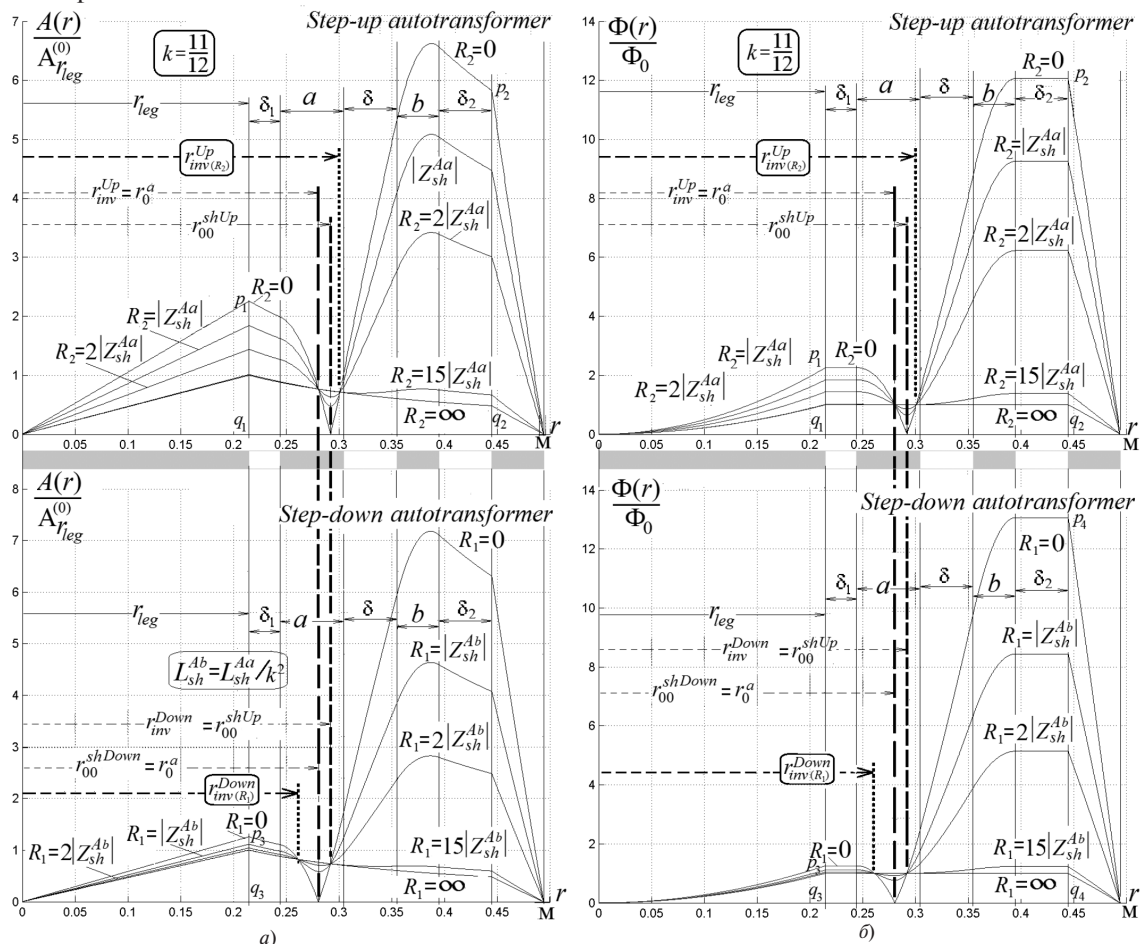


Рис. 6. Модуль векторного потенциала $A(r)$ (а) и функции потока $\Phi(r)$ (б) при активной нагрузке для повышающего и понижающего автотрансформатора с данными *примера 2*

Очевидно, для вывода формулы для этого радиуса вместо (49) следует воспользоваться уравнением

$$\left| \dot{A}_a(r) \right|_{I_2=0} = \left| \dot{A}_a(r) \right|_{U_2=0}, \quad (56)$$

решением которого (при использовании приближенной квадратичной зависимости для $\dot{A}_a(r)$ (табл. 1)) является:

$$r \rightarrow r_{inv(R_2)}^{aUp} = r_1^a + a \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 + \frac{r_1^a}{r_2^a} \right) \left[\frac{1}{2} + (1-k) \frac{2L_{sh}^a}{L_a} \right]}. \quad (57)$$

Расчет по этой формуле отличается от (55) не более чем на 1,5%. Пересечение кривых в нижней части рис. 6 для понижающего автотрансформатора указывает на существование $A_{inv(R_1)}$ -инвариантной по модулю поверхности относительно сопротивления $Z_{load} = R_1$, которая имеет наименьший характеристический радиус, находясь в пределах a -обмотки (рис. 7):

$$\begin{aligned} r_{inv(R_1)}^{Down} \rightarrow r_{inv(R_1)}^{aDown} &= 0,2616 \text{ м} < r_2^a; \\ \frac{A_{inv(R_1)}}{A_{r_{leg}}^{(0)}} &= 0,8219. \end{aligned} \quad (58)$$

Формулу для вычисления $r_{inv(R_1)}^{aDown}$ можно получить, приравняв два выражения, записанные для

модуля векторного потенциала в a -обмотке при х.х. и при КЗ на стороне НН:

$$\left| \dot{A}_a(r) \right|_{I_a=0} = \left| \dot{A}_a(r) \right|_{I_a=I_a^{shDown}}. \quad (59)$$

Выражение для тока I_a^{shDown} (в режиме КЗ на стороне НН) при неизменных условных направлениях токов (рис. 3,а) имеет вид:

$$I_a^{shDown} = (1-k) I_1^{shDown} = -(1-k) \frac{U_2'}{j\omega L_{sh}^{Aa}}. \quad (60)$$

Используя эту величину при раскрытии правой части уравнения (59), получаем с учетом модульного характера пару уравнений:

$$\pm 1 = 1 - \left[1 + \left(\frac{1}{2} - 3 \left(\frac{r-r_1^a}{a} \right)^2 \frac{r_2^a}{D_a} \right) \frac{L_a}{(1-k)L_{K3}^a} \right]. \quad (61)$$

Знак плюс дает решение в виде $r \rightarrow r_{inv}^{aDown}$. Подставив знак минус, получаем искомое решение для понижающего автотрансформатора:

$$r \rightarrow r_{inv(R_1)}^{aDown} = r_1^a + a \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 + \frac{r_1^a}{r_2^a} \right) \left(\frac{1}{2} - (1-k) \frac{L_{sh}^a}{L_a} \right)}. \quad (62)$$

Для примера 2 эта формула дает радиус

$$r_{inv(R_1)}^{aDown} = 0,2604 \text{ м}, \quad (63)$$

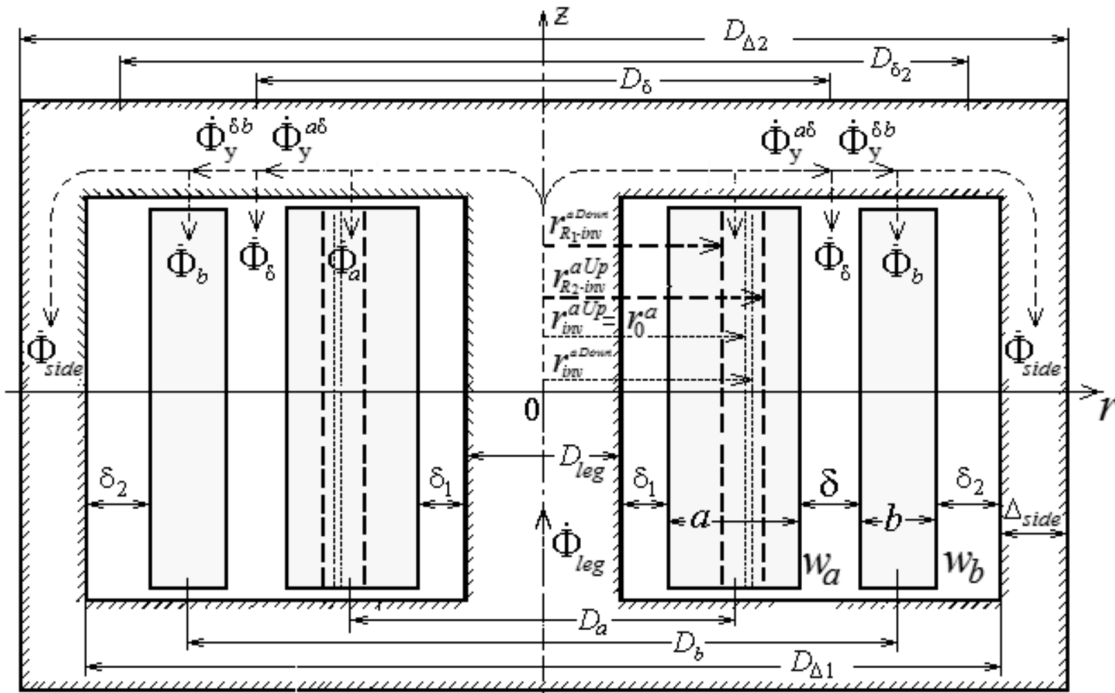


Рис. 7. Четыре характеристические поверхности в окне автотрансформатора примера 2

что практически совпадает с его значением (58).

Подставив правую часть (62) в приближенное выражение (таблица) и учитывая, что ток \dot{I}_a согласно (14) при чисто активной нагрузке ($Z_{load1} = R_1$) равен

$$\dot{I}_a = (1-k)\dot{I}_1 = -(1-k) \frac{\dot{U}'_2}{R_1 + jX_{sh}^{Aa}}, \quad (64)$$

после несложных алгебраических преобразований получаем зависимость от сопротивления R_1 :

$$\dot{A}_a(r) \Big|_{r=r_{inv}^{aDown}(R_1)} = \frac{1}{2\pi r_{inv}^{aDown}(R_1)} \frac{\dot{U}'_2}{j\omega w_a} \left\{ 1 - \frac{2jX_{sh}^{Aa}}{R_1 + jX_{sh}^{Aa}} \right\},$$

тогда как модуль этого выражения, равный

$$|\dot{A}_a(r)|_{r=r_{inv}^{aDown}(R_1)} = \frac{1}{2\pi r_{inv}^{aDown}(R_1)} \frac{\dot{U}'_2}{\omega w_a} = \frac{\Phi_0}{2\pi r_{inv}^{aDown}(R_1)}, \quad (65)$$

на рассматриваемой поверхности не зависит от нагрузки R_1 , что подтверждает A -инвариантность по модулю поверхности радиуса (62) относительно сопротивления R_1 . Из (65) следует, что поток, охватываемый этой поверхностью, как и в случае (54), равен потоку х.х.:

$$\Phi_0 \Big|_{r=r_{inv}^{aDown}(R_1)} = 2\pi r_{inv}^{aDown}(R_1) A_a \Big|_{r=r_{inv}^{aDown}(R_1)} = \Phi_0. \quad (66)$$

Как и на рис. 5, на рис. 6, *a* и *b* показаны также отрезки p_1q_1 , p_2q_2 , p_3q_3 , p_4q_4 , отображающие сверх- и антипоток КЗ. Видно, что наиболее удобны в этом смысле кривые для потоков (рис. 6, *b*); в повышающем автотрансформаторе:

$$\frac{\Phi_{leg}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load2}=0} = p_1q_1 = 2,259; \quad (67)$$

$$\frac{\Phi_{side}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load2}=0} = p_2q_2 = 12,06,$$

тогда как в понижающем для анти- и сверхпотоков имеем:

$$\frac{\Phi_{leg}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load1}=0} = p_3q_3 = 1,259; \quad (68)$$

$$\frac{\Phi_{side}}{\Phi_0} \Big|_{Z_{load1}=0} = p_4q_4 = 13,06.$$

Таким образом, визуально из сопоставления высоты этих отрезков убеждаемся, что боковое ярмо в обоих случаях КЗ оказывается более нагру-

женным; проще выражаются связи между сверх- и антипотокками:

$$p_1q_1 - p_3q_3 = 1; \quad (69)$$

$$p_4q_4 - p_2q_2 = 1. \quad (70)$$

Результаты (67) совпадают с расчетами по (41), а (68) – по (47).

Заключение. В реальном бронеавтотрансформаторе ($\mu_{сталь} \neq \infty$), строго говоря, свойством инвариантности по отношению к нагрузке обладают не поверхности, а A -инвариантные окружности в его средней плоскости. Переход к A -инвариантным поверхностям в общем случае предполагает представление о параллельности линий магнитного поля в окне стержню, что соответствует обычным допущениям и при $\mu_{сталь} > 5\mu_0$ приближенно (и практически) картинам магнитных полей [14]. Перепады распределения векторного потенциала в автотрансформаторе существенно резче, чем в трансформаторах. Это является причиной более сильного перевозбуждения его магнитной системы и, как следствие, более низкого показателя электродинамической стойкости по сравнению со стойкостью трансформаторов при КЗ. Оказалось, что при коэффициенте трансформации, близком к единице, все его характеристические поверхности, включая линию раздела потоков при КЗ, могут оказаться в пределах общей обмотки. Если общая обмотка является внутренней, то независимо от того, на какой стороне имеет место КЗ, наиболее перегруженной в магнитном отношении будет боковое ярмо, что может привести к его более сильному по сравнению со стержнем насыщению. В случае, если внутренней будет последовательная обмотка, то следует ожидать, что при КЗ в состоянии более сильного насыщения окажется стержень. Эти явления могут привести к существенному усложнению и перераспределению магнитного поля в реальном автотрансформаторе и возникновению больших механических сил в обмотках в аварийных режимах. Их расчет возможен на основе полной двухтрансформаторной 4Т-образной схемы замещения, в которой заложен учет различия намагничивания отдельных участков магнитопровода в любых условиях работы автотрансформатора с учетом насыщения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Часть 5. Автотрансформатор. — Электричество, 2018, No. 4, с. 31–41.
2. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Часть 4. «Анатомия» трансформатора. — Электричество, 2017, No. 3, с. 37–49.

3. Левицкая Е.И., Лурье А.И., Панибратец А.Н. Проблема электродинамической стойкости трансформаторов при коротких замыканиях. — Электротехника, 2001, No. 9, 31—38.
4. Электродинамическая стойкость трансформаторов и реакторов при коротких замыканиях/ Под ред. А.И. Лурье. М.: Знак, 2005, 520 с.
5. Ларин В.С. Исследовательский комитет А2 «Трансформаторы». — Энергетика за рубежом, 2017, No. 5—6, с. 39—55.
6. Сергеевков Б.Н., Киселев В.М., Акимова Н.А. Электрические машины. Трансформаторы/Под ред. И.П.Копылова. М.: Высшая школа, 1989, 352 с.
7. Важнов А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1968, 786 с.
8. Kulcarni S.V., Khaparde S.A. Transformer Engineering: Design and Practice, CRC Press, Boca Raton, FL, 2004, 467 p.
9. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2006, 652 с.
10. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Введение в электромеханику. Машины постоянного тока и трансформаторы. СПб.: Питер, 2007, 320 с.

11. Малыгин В.М. Локализация потока энергии в трансформаторе (по поводу ст. М.А.Шакирова, Электричество, 2014, No. 9 и 10). — Электричество, 2015, No. 4, с. 60—65.
12. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Часть 1. — Электричество, 2014, No. 9, с. 52—59.
13. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Часть 2. — Электричество, 2014, No. 10, с. 53—65.
14. Шакиров М.А., Варламов Ю.В. Картины магнитных сверх- и антипотоков в короткозамкнутом двухобмоточном трансформаторе. Часть 1. Броневого трансформатор. — Электричество, 2015, No. 8, с. 9—18.

[02.05.2018]

Автор: 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.

Elektrichestvo, 2018, No. 8, pp. 29–41

DOI:10.24160/0013-5380-2018-8-29-41

Poynting's Vector and the New Theory of a Transformer. Part 6. «Anatomy» of an Autotransformer

SHAKIROV Mansur A. (St. Petersburg State Polytechnic University, St. Petersburg, Russia) — Professor, Dr. Sci. (Eng.)

The previous part of the article (see Elektrichestvo No. 6, 2018 [1]) described a new theory of an autotransformer, according to which the primary role is played by two flows of Poynting vector, namely, the electrical and electromagnetic ones, which are subsequently reflected in the equivalent two-transformer circuit. The specific feature of this circuit is that it separately contains the transformer itself without conductive connections between its primary and secondary windings. Owing to this feature, conditions were setup for using statements that have led to the notion about the “transformer anatomy” (see Elektrichestvo, No. 3, 2017) [2] in connection with the fact that an A -invariant surface was revealed inside each of its windings, such that the vector potential (A) on it does not depend on the load on the other winding. Obviously, the magnetic flux embraced by this surface has the same property, and it should be noted that the latter acquires also the sense of a Φ -invariant surface. The aim of this study is to establish distinctive, as compared with a transformer, specific features pertinent to distribution of the vector potential in an autotransformer and to disclose their role in understanding the physical processes occurring in the device under any operating conditions, including detailed clarification of factors causing its degraded (according to the data of the All-Russia Electrical Engineering Institute, CIGRE, and IEC) dynamic withstand capability in case of a short-circuit fault [3–5].

Key words: autotransformer, Poynting vector, magnetic flow, vector potential, dynamic durability

REFERENCES

1. Shakirov M.A. Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2018, No. 4, pp. 31—41.
2. Shakirov M.A. Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2017, No. 3, pp. 37—49.
3. Levitskaya Ye.I., Lur'ye A.I., Panibratets A.N. Elektrotehnika — in Russ. (Power Engineering), 2001, No. 9, pp. 31—38.
4. Elektrodinamicheskaya stoikost' transformatorov i reaktorov pri korotkikh zamykaniyakh/ Pod red. A.I. Lur'ye (Electrodinamic stability of transformers and reactors at short circuits/ Edit. by A.I. Lur'ye). Moscow, Znak, 2005, 520 p.
5. Larin V.S. Energetika za rubezhom — in Russ. (Power engineering abroad), 2017, No. 5—6, pp. 39—55.
6. Sergeyenkov 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, Vysshaya shkola, 1989, 352 p.
7. Vazhnov A.I. Elektricheskiye mashiny (Electrical machines). Leningrad, Energiya, 1968, 786 p.
8. Kulcarni S.V., Khaparde S.A. Transformer Engineering: Design and Practice, CRC Press, Boca Raton, FL, 2004, 467 p.
9. Ivanov-Smolenskii A.V. Elektricheskiye mashiny. T. 1 (Electrical machines. Vol. 1). Moscow, Publ. House of the Moscow Power Engineering Institute, 2006, 652 p.
10. Vol'dek A.I., Popov V.V. Elektricheskiye mashiny. Vvedeniye v elektromekhaniku. Mashiny postoyannogo toka i transformatory (Electrical machines. Introduction to electrical engineering. DC machines and transformers). St. Petersburg, Piter, 2007, 320 p.
11. Malygin V.M. Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2015, No. 4, pp. 60—65.
12. Shakirov M.A. Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2014, No. 9, pp. 52—59.
13. Shakirov M.A. Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2014, No. 10, pp. 53—65.
14. Shakirov M.A., Varlamov Yu.V. Elektrichestvo — in Russ. (Electricity), 2015, No. 8, pp. 9—18.

[02.05.2018]