

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

В. П. ОБРУСНИК, Г. А. ХАЙДУРОВА

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ)

В современных установках промышленного, бытового и специального назначения резко возрастает потребность в силовых трансформаторах, работающих на повышенной частоте. Обусловлено это принципиальными свойствами многих устройств автоматики, телемеханики, промэлектроники, электропривода и т. д. Немаловажно также, что повышение частоты существенно снижает вес и габариты трансформаторов, а последние занимают большой удельный вес в любой электрической системе. Известно, что частота прямо или косвенно влияет почти на все расчетные параметры ферромагнитных устройств и это влияние наиболее ощутимо при частотах более 100 Гц, ибо начинают резко возрастать потери в магнитопроводах.

У трансформаторов мощностью до 10 киловольтампер, работающих на низкой частоте (верхний ее предел точно не установлен и лежит в пределах 50—100 гц), выбор рабочей индукции на колене насыщения кривых намагничивания электротехнических сталей не приводит к существенному нагреву магнитопроводов. Но такой простой выбор индукции для трансформаторов мощностью выше нескольких десятков вольтампер, работающих на повышенной частоте (выше 100 Гц), и для трансформаторов мощностью более нескольких киловольтампер, работающих даже на низкой частоте, может привести к существенным перегревам магнитопроводов, большим токам намагничивания и другим явлениям. Указанные обстоятельства привели к необходимости подразделять силовые трансформаторы на низкочастотные и высокочастотные [1, 3]; существует тенденция такого подразделения и в методиках расчетов параметров трансформаторов. Наиболее правильные суждения на этот счет высказаны, по мнению авторов, в фундаментальной работе [2] Р. Х. Бальяна, где отмечено, что расчет силовых трансформаторов (малой мощности) будет общим, не зависящим от диапазона частоты, если с учетом последней оптимально выбирать для аппарата индукцию, плотность тока и удельные потери в стали.

Основываясь на вышеизложенном и классических положениях работ [1, 2, 3 и др.], авторами получены и предлагаются ниже общие выражения, приемлемые для расчетов электромагнитных параметров всех трансформаторов, которые имеют витые, шихтованные или прессованные магнитопроводы, рядовую намотку обмоток без разделения их каналами охлаждения и без тепловой изоляции от магнитопровода.

В полной записи эти выражения имеют вид:

для расчетной максимальнодопустимой индукции

$$B = \sqrt[12]{\left(\frac{\alpha_k \tau_k}{\rho_{с1} \left(\frac{f_1}{f_{16}}\right)^\gamma q_c \cdot K_{зс}}\right)^7 \cdot \frac{\alpha_k \tau_k \cdot 10^{-5}}{\rho_k K_{зк}} \left(\frac{4K_f n_k K_{зс} \cdot K_{зк} \cdot f_1}{P_{гф}}\right)^2} \times \\ \times \sqrt[12]{2^8 \cdot \varphi_{пк} \cdot \varphi_{пс}^7 \left(z + \frac{x}{K_0}\right) \cdot \frac{x \cdot z \cdot (1+y)^7}{y^5 K_0} \cdot \frac{1}{\beta^7} \sqrt[12]{v^7 \left(\frac{1 + \beta \sqrt{v}}{1+v}\right)^8}}; \quad (1)$$

для расчетной максимальнодопустимой плотности тока

$$j = \sqrt[12]{\left(\frac{\alpha_k \tau_k}{\rho_k K_{зк}}\right)^7 \cdot \frac{\alpha_k \tau_k \cdot 10^{61}}{\rho_{с1} \left(\frac{f_1}{f_{16}}\right)^\gamma q_c \cdot K_{зс}} \cdot \left(\frac{4K_f \cdot n_k \cdot K_{зс} \cdot K_{зк} \cdot f_1}{P_{гф}}\right)^2} \times \\ \times \sqrt[12]{2^8 \varphi_{пк}^7 \varphi_{пс} \left(z + \frac{x}{K_0}\right)^7 \frac{y \cdot K_0^5 \cdot (1+y)}{x^5 \cdot z^5} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \sqrt[12]{v \cdot \left(\frac{1 + \beta \sqrt{v}}{1+v}\right)^8}}; \quad (2)$$

Здесь приняты обозначения по [2, 5]:

$\rho_k, \alpha_k, K_{зк}$ — удельное сопротивление, коэффициент теплоотдачи и коэффициент заполнения катушек;

τ_k — допустимая температура перегрева катушек относительно 20° С;

γ — частотный коэффициент потерь в стали;

v — отношение потерь в магнитопроводах к потерям в обмотках;

$\beta = \frac{P_{ос}}{P_{ок}}$ — отношение поверхности охлаждения магнитопроводов

$P_{ос}$ к поверхности охлаждения катушек $P_{ок}$;

$g_c, K_{зс}, \rho_{с1}$ — удельный вес, коэффициент заполнения и удельные потери при $B=1$ тл и базовой частоте f_{16} для магнитопровода;

f_1 — частота напряжений питающей сети;

K_f — коэффициент формы сетевого напряжения;

n_k — число катушек первичной обмотки;

$P_{гф}$ — габаритная мощность одной фазы;

$\varphi_{пк}, \varphi_{пс}$ — относительная поверхность охлаждения катушек и сердечников;

K_0 — отношение ширины окна магнитопровода к толщине одной катушки первичной обмотки;

x, y, z — геометрические соотношения размеров магнитопровода.

Выражения (1, 2) получены из условия обеспечения допустимого перегрева обмоток, поэтому следует окончательный выбор расчетных величин контролировать дополнительными условиями:

$$B_{расч} \leq B_s; \Delta U\%_{расч} \leq \Delta U\%_{задан}$$

Отметим также, что плотность тока по (2) должна приниматься для внутренней обмотки трансформатора, например, первичной. Для наружных обмоток, согласно [2], следует учитывать, что

$$j_{нар} = \epsilon j_{внутр}, \text{ где } \epsilon = 0,5 \div 0,8.$$

Если известно конструктивное исполнение трансформаторов, выбран материал для их магнитопроводов и катушек и известны условия охлаждения, то значения большинства величин в выражениях (1, 2) быстро устанавливаются по [1, 2, 3, 6] и сами выражения резко упрощаются.

Подробнее следует остановиться лишь на величинах β , $\varphi_{пк}$, $\varphi_{пс}$, ν . Первые три из них выражаются через поверхности охлаждения и полные поверхности катушек и магнитопроводов формулами:

$$\varphi_{пк} = \frac{\Pi_{ок}}{\Pi_{к}} \frac{A_0 \left(m_0 + n_0 y + q_0 \frac{x}{K_0} \right)}{2A \left(m + n y + q \frac{x}{K_0} \right)}. \quad (3)$$

$$\varphi_{пс} = \frac{\Pi_{ос}}{\Pi_{с}} = 1 - \frac{z \cdot n_{к}}{B \left(m' + n' y + q' \frac{x}{K_0} + p z \right)}, \quad (4)$$

$$\beta = \frac{\Pi_{ос}}{\Pi_{ок}} = \frac{1 + y}{z + \frac{x}{K_0}} \cdot \frac{2B}{A_0} \cdot \frac{m' + n' y + q' \frac{x}{K_0} + z \left(p - \frac{n_{к}}{B} \right)}{m_0 + n_0 y + q_0 \frac{x}{K_0}}. \quad (5)$$

Здесь коэффициенты A , A_0 , B , m , m' , m_0 , n , n' , n_0 , q , q' , q_0 , p являются для каждой конструкции ферромагнитных устройств вполне оп-

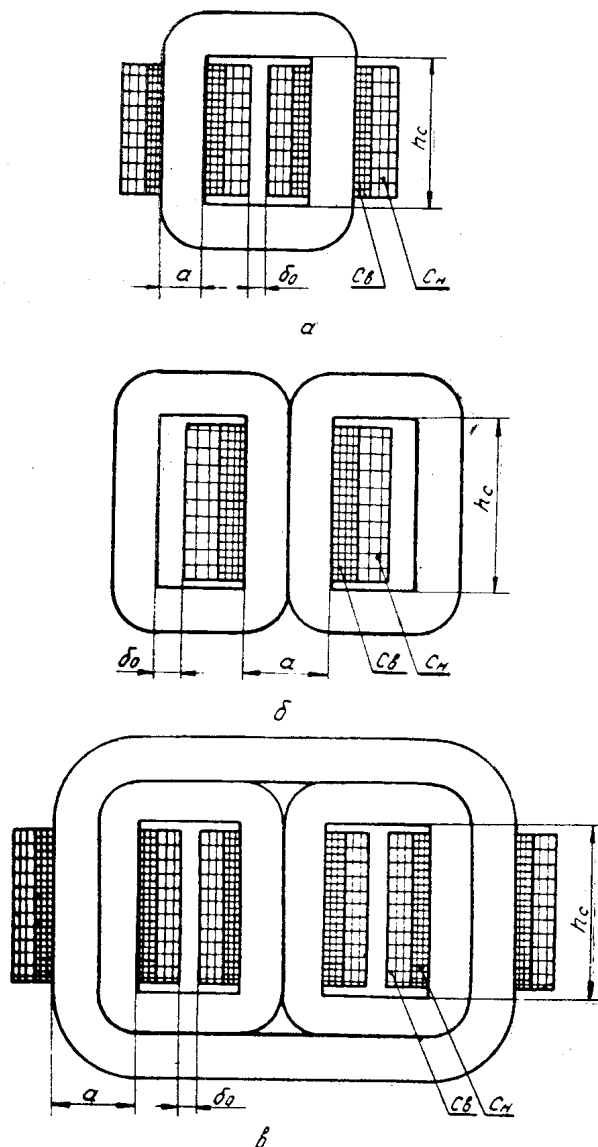


Рис. 1.

ределенными численными значениями, которые легко найти, выражая объемы катушек и сердечники через геометрические размеры, как это делается по [1, 3 и др.]. Для конструкций трансформаторов на рис. 1 значения этих коэффициентов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Конструктивные коэффициенты	СТ	ЗТ	БТ
A	4	2	3
A ₀	4	4	6
B	2	2	2
m	2,5	2,5	5
m ₀	1	1	2
m'	1,57	0,785	2,86
n	2,5	2,5	5
n ₀	1	1	2
q	9,82	9,4	19,6
q ₀	7,85	5,5	11
q'	6	3,5	12
p	1,1	1,1	1,65
K ₀	6	3—3,5	6
n _к	2	1	1

Как видно из (3, 4, 5) при известных геометрических соотношениях размеров x, y, z нетрудно определить величины $\Phi_{лк}, \Phi_{пс}, \beta$. Более того, на них мало влияют реальные пределы изменений x, y, z .

Особо следует остановиться на величине ν , определяющей соотношения потерь мощности в сердечниках и катушках. Как видно из (1, 2) увеличение ν всегда приводит к увеличению индукции и уменьшению плотности тока. Экстремумов здесь не наблюдается. Вопрос правильного выбора значения ν решается из анализа влияния этой величины на удельно-экономические показатели (у.э.п.) трансформатора. Известно [3, 4, 5], что при проектировании ферромагнитных устройств из условия допустимого нагрева при заданных значениях индукции и плотности тока, всегда наблюдается обратнопропорциональная зависимость между у.э.п. и величинами j, B , а именно:

$$\text{у.э.п.} = \mathcal{E} \equiv \frac{1}{\sqrt{j^3 \cdot B^3}} \quad (6)$$

Подставляя в (6) значения j и B из (1, 2), получим после преобразований

$$\mathcal{E} = \left[\frac{1 + \nu}{\sqrt{\nu + \beta\nu}} = \Phi_\nu \right] \quad (7)$$

с минимумом для \mathcal{E} относительно ν .

Кривые $\Phi_\nu = f(\nu)$ при $\beta = \text{const}$ показаны на рис. 2.

Приравнявая нулю частную производную от Φ_ν по ν , будем иметь

$$0 = \frac{\nu_0 - 2\beta \sqrt{\nu_0} - 1}{1 + 2\beta \sqrt{\nu_0} + \beta^2 \cdot \nu_0} \quad (8)$$

Поскольку $\nu_0 > 0, \beta > 0$, то

$$\nu_0 - 2\beta \sqrt{\nu_0} - 1 = 0,$$

откуда

$$\nu_0 = (\beta + \sqrt{\beta^2 + 1})^2 \quad (9)$$

Как видно, оптимальное значение ν , равное ν_0 , зависит только от коэффициента β , определяющего соотношение поверхностей охлаждения сердечников и катушек ферромагнитного устройства (в нашем случае— трансформатора). Наименьшее значение ν_0 равно 1 и наблюдается для $\beta=0$ (торроидальные устройства со сплошной намоткой катушек) и ν_0 всегда больше 1 при $\beta>0$.

Для конструкций трансформаторов на рис. 1 значение β не выходит за пределы $0,25 \div 0,75$ и поэтому $\nu=2 \div 3$.

Здесь выбор величины ν в пределах $2 \div 3$ практически не влияет на у. э. п. (рис. 2) и дает лишь определенную свободу при расчетах B и j с позиций чисто субъективного плана, ориентируя на то, что с увеличением ν возрастает объем магнитопроводов и уменьшается объем катушек.

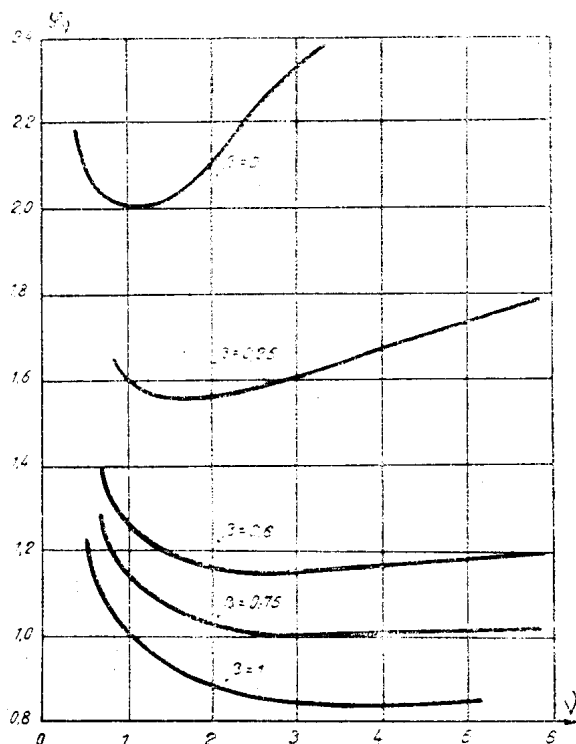


Рис. 2.

Практическое пояснение расчетов по выражениям (1, 2) сделаем на конкретном примере. Определим допустимые по условиям нагрева значения плотности тока и индукции силового однофазного низковольтного трансформатора стержневой конструкции на рис. 1, а, проектируемого на ленточных магнитопроводах типа ПЛ из стали Э 350 толщиной 0,15 мм и с катушками из медного провода. Частота питающей сети 400 Гц, габаритная мощность 600 ВА, охлаждение естественное, допустимый перегрев катушек $\tau=50^\circ\text{C}$.

По справочным данным [2] для поставленных условий будем иметь

$$\rho_c = 9 \frac{\text{Вт}}{\text{кг}}, \quad q_c = 7,65 \frac{\text{г}}{\text{см}^3}, \quad \rho_{K(70)} = 0,021 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}},$$

$$K_{зс} = 0,85, \quad K_{зк} = 0,35, \quad \alpha_K = 1 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \cdot \text{град}}.$$

Задаемся также средними значениями величин, x , y , z унифицированного ряда сердечников ПЛ: $x=1,6$, $y=2$, $z=3,5$.

Величины $\varphi_{пк}$, $\varphi_{пс}$, β подсчитываются по (3, 4, 5) с использованием значений коэффициентов $A, A^0, B, m, m', m_0, n, n', n_0, q, q', q_0, r$ из табл. 1:

$$\varphi_{пк} = \frac{4}{2 \cdot 4} \frac{1 + 1 \cdot 2 + 7,85 \frac{1,6}{6}}{2,5 + 2,5 \cdot 2 + 9,82 \frac{1,6}{6}} = 0,252,$$

$$\varphi_{пс} = 1 - \frac{3,5 \cdot 2}{2 \left(1,57 + 0 \cdot 2 + 6 \cdot \frac{1,6}{6} + 1,1 \cdot 3,5 \right)} = 0,502,$$

$$\beta = \frac{1 + 2}{3,5 + \frac{1,6}{6}} \cdot \frac{2 \cdot 2}{4} \cdot \frac{1,57 + 6 \cdot \frac{1,6}{6} + \left(1,1 - \frac{2}{2} \right) 3,5}{1 + 1 \cdot 2 + 7,85 \cdot \frac{1,6}{6}} = 0,55.$$

Оптимальное значение v можно выбрать по кривым $\varphi_v = f(v)$ на рис. 2 при $\beta=0,6$ или подсчитать по (9)

$$v_0 = \left(0,55 + \sqrt{0,55^2 + 1} \right)^2 = 2,86 \approx 3.$$

Теперь подсчитываются j и B по (1, 2):

$$j = \sqrt[12]{ \frac{1 \cdot 50}{2,1 \cdot 0,35} }^7 \frac{1 \cdot 50 \cdot 10^{61}}{9 \left(\frac{400}{400} \right)^{1,6} \cdot 7,65 \cdot 0,85} \cdot \left(\frac{4 \cdot 1,1 \cdot 2 \cdot 0,35 \cdot 0,85 \cdot 400}{600} \right)^2 \times$$

$$\times \sqrt[12]{ 2^8 \cdot 0,252 \cdot 0,502 \left(3,5 + \frac{1,6}{6} \right)^7 \frac{2 \cdot 6^5 (1 + 2)}{1,6^5 \cdot 3,5^5} \cdot \frac{1}{0,6} } \times$$

$$\times \sqrt[12]{ 3 \cdot \left(\frac{1 + 0,6 \sqrt{3}}{1 + 3} \right)^8 } = 1,96 \cdot 10^6 \frac{a}{m^2},$$

$$B = \sqrt[12]{ \frac{1 \cdot 50}{9 \left(\frac{400}{400} \right)^{1,6} \cdot 7,65 \cdot 0,85} \cdot \frac{1 \cdot 50 \cdot 10^{-5}}{2,1 \cdot 0,35} \left(\frac{4 \cdot 1,1 \cdot 2 \cdot 0,35 \cdot 0,85 \cdot 400}{600} \right)^2 } \times$$

$$\times \sqrt[12]{ 2^8 \cdot 0,252 \cdot 0,502^7 \left(3,5 + \frac{1,6}{6} \right) \cdot \frac{1,6 \cdot 3,5 (1 + 2)^7}{2^5 \cdot 6} \cdot \frac{1}{0,6^7} } \times$$

$$\times \sqrt[12]{ 3^7 \left(\frac{1 + 0,6 \sqrt{3}}{1 + 3} \right)^8 } = 1,06 \text{ тл.}$$

Зная расчетные значения j и B , можно далее определить главный параметр трансформатора — сечение магнитопровода, определяющее все остальные параметры. Так, по [4] будем иметь:

$$S_c = \sqrt[12]{ \frac{P_{гф} \cdot y \cdot K_0}{4 \cdot K_f \cdot B \cdot f_1 \cdot j \cdot K_{зк} \cdot K_{зс} \cdot n_k \cdot x \cdot z} } =$$

$$= \sqrt[12]{ \frac{600 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 6}{4 \cdot 1,1 \cdot 1,06 \cdot 400 \cdot 1,96 \cdot 10^6 \cdot 0,35 \cdot 0,85 \cdot 2 \cdot 1,6 \cdot 3,5} } = 7,7 \text{ см}^2$$

Для найденного сечения $S=7,7 \text{ см}^2$ при $x=1,6, y=2, z=3,5$ наиболее подходящим будет магнитопровод ПЛ $20 \times 40 \times 50$.

Предлагаемый способ расчета индукции и плотности тока силовых трансформаторов базируется на более простых, чем в [1, 2, 3], выра-

жениях и при высокой точности результатов требует меньшего количества исходных данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Р. Х. Бальян. Трансформаторы малой мощности. Л., Судпромгиз, 1961.
 2. Р. Х. Бальян. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Советское радио», 1971.
 3. И. И. Белопольский, Л. Г. Пикалова. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М., Госэнергоиздат, 1963.
 4. В. П. Обрусник. Упрощенный метод расчета оптимальной геометрии трансформаторов, регулируемых подмагничиванием шунтов. Известия ТПИ, т. 132, Томск, изд-во ТГУ, 1964.
 5. В. П. Обрусник, В. Г. Киселев, Г. А. Хайдурова. Методика анализа и синтеза геометрии подмагничиваемых трансформаторов. Труды VII научн.-техн. конференции по вопросам автоматизации производства. Томск, изд-во ТГУ, 1971.
 6. А. М. Бамдас, Ю. А. Савиновский. Дроссели радиоаппаратуры. М., «Советское радио», 1969.
-