

Ключевые слова: торцевой двигатель, аксиальный двигатель, дугостаторный двигатель, асинхронный двигатель, массивный дисковый ротор, аналитический метод расчета.

S. Gavryluk, A. Karlov, I. Kondratenko, R. Kryshchuk, A. Raschepkin
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Modeling of the axial arc-stator induction motor with two-layer solid disk rotor

The article deals with the method for calculating the axial arc-stator induction motor (AAIM) with one stator and two-layer massive rotor disc. The method is a development of the theory of methods for calculation AAIM with two stators and massive disc rotor between them. This article describes a reasonable three-dimensional mathematical model of the quasi-stationary magnetic field motor for the cylindrical coordinate system. A feature of the model is the consideration of radial and azimuthal current stator and rotor, taking into account non-uniform along the radius the linear speed. It gives the analysis of the calculation of the magnetic field and torque for a given current load. Presented the main complex own resistance and the mutual inductance of the three-phase power supply. The article gives a method for calculating the load current at a known voltage three-phase circuit. It shows the parameters of energy performance and mechanical characteristics AAIM for direct drive drum ball mills and antennas for radar. This article gives a comparison of AAIM with two stators and rotor between them, AAIM with one stator and the two-layer rotor. The impact on energy performance arc-stator and closed stator is given here. The paper gives valuable information about the effect of the magnetic permeability of the ferromagnetic layer of the rotor, the effect of the electrical conductivity of the ferromagnetic layer of the rotor on the energy performance. It also examines the influence of the thickness of non-magnetic electrically conductive layer on the rotor energy performance. References 12, figures 7, tables 3.

Key words: axial arc-stator motor, induction motor, solid disc rotor, analytical method.

Надійшла 14.11.2016

Received 14.11.2016

УДК 621.314 + 621.3.042.1

ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

В.В. Мартынов, канд. техн. наук, **Б.Б. Лебедев**, вед. инж.

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина
e-mail: mart_v@ied.org.ua

Описан метод улучшения удельных показателей трансформатора с распределённым магнитопроводом (ТРМ). Задачей является оптимизация геометрии магнитопровода, составленного из стандартных сердечников. Её решение включает в себя аффинные преобразования геометрий ряда виртуальных ТРМ, которые имеют разную высоту, до достижения равенства мощностей по критерию равенства произведений геометрических площадей окна и сечения стержня их магнитопроводов. Затем из этого ряда выбирается оптимальный трансформатор по критерию совпадения экстремумов объёма и массы. На примере разновысоких трансформаторов равной мощности одинаковой конструкции на стандартных сердечниках из феррита показано, что в сравнении с трансформатором на единичном сердечнике в ТРМ можно повысить удельную мощность при снижении массы. Библ. 8, рис. 5, табл. 4.

Ключевые слова: аффинные преобразования, геометрическая оптимизация, импульсный преобразователь, магнитопровод, сердечник, трансформатор, ферромагнитная система.

В современном электротехническом оборудовании широко применяются статические электромагнитные устройства – трансформаторы. Конструктивно трансформатор состоит из нескольких обмоток, расположенных на сердечнике из ферромагнитного материала. Существует достаточно большое разнообразие геометрических форм сердечников электромагнитной системы трансформатора. Теоретическими и экспериментальными исследованиями установлено наличие тесной связи между технико-экономическими показателями трансформатора и геометрией его сердечника.

При проектировании трансформатора стремятся уменьшить его объём и таким образом повысить его удельную мощность. Одно из решений такой задачи – применение трансформатора с распределённым магнитопроводом (ТРМ), составленным из нескольких сердечников одного типа равных размеров. В технической литературе описаны модификации ТРМ большой мощности с использованием сердечников стержневого и кольцевого типа [2, 7]. Вопросы оптимального проектирования ТРМ не являются новыми, но остаются актуальными [1, 3, 6].

Целью работы является оптимизация геометрии трансформатора на унифицированных сердечниках с помощью аффинных преобразований.

Согласно теории соразмерности электромагнитных систем, помимо ряда фигур сердечников некоторой геометрической формы с произвольными размерами, существует другое многообразие сердечников той же формы, но с оптимальной геометрией, размеры которой соответствуют наиболее эффективному использованию активных материалов трансформатора [4]. Из стандартных сердечников одинаковой формы и одинаковых размеров можно составить ряд магнитопроводов других размеров. Иными словами, если осуществить аффинные преобразования геометрии трансформатора неизменной мощности, изменяя его размеры с неодинаковыми масштабами, например, путём сжатия вдоль одной или двух осей, и растяжения вдоль оставшихся осей, можно получить оптимальный трансформатор с наилучшей геометрией.

Процедуру оптимизации рассмотрим на примере трансформатора стержневой конструкции, на сердечниках, показанных на рис. 1, где обозначены линейные размеры сердечника (ширина a_c и толщина b_c стержня, а также ширина c_c и высота h_c окна) и габаритные размеры магнитопровода (длина L_{gc} , высота H_{gc} и толщина B_{gd}), составленного из n_c комплектов сердечников (КС) U-образного типа [8].

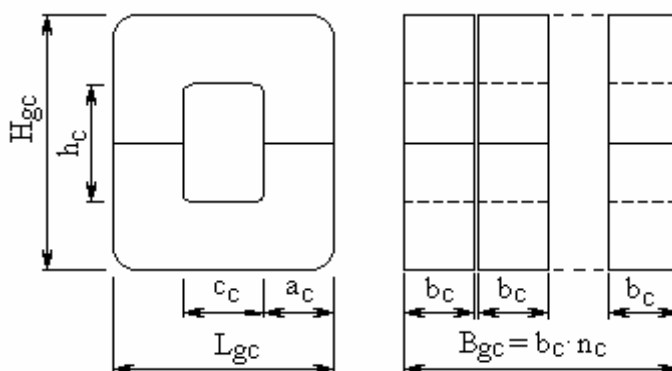


Рис. 1

Пусть в нашем распоряжении имеется силовой трансформатор на единичном комплекте сердечников (ТЕС) с выходной мощностью P_o . В его магнитопроводе использован КС из феррита, показанный на рис. 1 с размерами, приведенными в первой строке табл. 1. Начальный шаг процедуры состоит в формировании ряда сердечников. Пусть он содержит КС одного типа, отличающихся, например, габаритной высотой [5, 8]. В табл. 1 они сгруппированы в ряд КС по габаритной высоте H_{gc} , ранжированной переменной ν в виде последовательности натуральных чисел от 1 до 7. С уменьшением ν линейные размеры сердечника изменяются от одного КС к другому с неравными приращениями, причём линейному увеличению ν соответствует значительное убывание высоты H_{gc} и по сравнению с ней незначительные колебания длины L_{gc} и толщины b_c .

При расчетах используем известное уравнение электромагнитной мощности P_o , передаваемой в нагрузку однофазным двухобмоточным трансформатором, которое при равном числе витков обмоток одинакового сечения и биполярной форме импульсов входного напряжения можно представить в следующем виде [7]:

$$P_o = K_{ct} (B_m f_{in} j_{Cu}) \cdot (A_c A_w), \quad (1)$$

где K_{ct} – коэффициент, характеризующий схему импульсного преобразователя (для двухтактной схемы $K_{ct} = 1$; для однотактной – $K_{ct} = 0,71$; для однотактной, обратногоходовой $K_{ct} = 0,62$); B_m – рабочая индукция в сердечнике, Тл; f_{in} – частота преобразования, Гц; j_{Cu} – сре-

дня плотность тока в проводниках обмоток, A/m^2 ; A_c , A_w – площадь сечения стержня и площадь окна сердечника, m^2 ;

$$B_m = \frac{U_1}{4k_U f_{in} w_1 A_c}, \quad (2)$$

где U_1 – напряжение, приложенное к первичной обмотке, В; k_U – коэффициент формы напряжения (при прямоугольной форме $k_U = 1$); w_1 – число витков первичной обмотки.

Таблица 1

№ КС	Обозначение КС *	Ширина стержня, см	Толщина стержня, см	Ширина окна, см	Высота окна, см	Сечение стержня, cm^2	Длина МСЛ**, см	Объем, КС cm^3	Вес, КС кг
ν	$L_{gc} \setminus H_{gc} \setminus b_c$	a_c	b_c	c_c	h_c	A_c	l_c	V_c	M_c
1	UU120\310\20	3	2	5,9	25	6,0	71,4	428,6	2,110
2	UU120\160\20	3	2	5,9	10	6,0	41,4	248,6	1,240
3	UU93\152\16	2,8	1,6	3,5	9,6	4,5	35,5	159,0	0,800
4	UU80\150\30	2,0	3	3,9	11	6,0	36,3	217,7	1,095
5	UU79\129\31	2,2	3,15	3,4	8,5	6,93	30,9	214,2	1,080
6	UU100\114\25	2,54	2,54	5,8	6,34	6,45	30,8	190	1,000
7	UI93\104\16	2,8	1,6	3,5	4,0	4,50	25,8	115	0,600

* в обозначениях КС габаритные размеры L_{gc} , H_{gc} и b_c указаны в миллиметрах;

**МСЛ – средняя длина магнитной силовой линии сердечника.

При оптимизации геометрии ТРМ одной из основных величин является *произведение площадей* Π_{Ac} . У сердечника *произведение площадей* Π_{Ac} равно площади сечения его стержня A_c умноженной на площадь его окна A_w , и для ряда сердечников выражено уравнением с ранжированной переменной ν :

$$\Pi_{Ac\nu} = A_{c\nu} A_{w\nu}. \quad (3)$$

Сердечник наибольшей высоты с номером $\nu=1$ выберем в качестве базового сердечника (БС). Отношение произведений площадей сердечников разной высоты, например, БС и любого КС из ряда табл. 1, обозначим через масштабный коэффициент $k_{c\nu}$:

$$k_{c\nu} = \frac{\Pi_{Ac1}}{\Pi_{Ac\nu}} = \frac{A_{c1} A_{w1}}{A_{c\nu} A_{w\nu}}. \quad (4)$$

Затем на основе выбранного ряда сердечников табл. 1 создадим ряд фиктивных ТРМ одинаковой выходной мощности. Магнитопроводы трансформаторов этого ряда будут отличаться между собой габаритной высотой H_{gm} и числом КС n_c . Положим, что число вариантов ТРМ равно числу типоразмеров сердечников из табл. 1 и определяется той же ранжированной переменной ν . В таком случае у каждого ТРМ этого ряда произведение площадей магнитопровода Π_{Ad} будет равно произведению площадей сердечника Π_{Ac} и числу комплектов таких сердечников в магнитопроводе n_c :

$$\Pi_{Ad\nu} = \Pi_{Ac\nu} n_{c\nu} = \Pi_{Ac\nu} n_{c\nu} A_{w\nu}. \quad (5)$$

Сравним трансформаторы этого ряда. Первый трансформатор ТЭС имеет магнитопровод на одном базовом комплекте сердечников ($n_c = 1$) и наибольшую габаритную высоту ($\nu=1$). Отношение мощностей ТРМ и ТЭС в соответствии с уравнениями (1) и (3) получим в виде

$$\frac{P_{o\nu}}{P_{o1}} = \frac{K_{st\nu} B_{m\nu} f_{in\nu} j_{Cu\nu}}{K_{st1} B_{m1} f_{in1} j_{Cu1}} \cdot \frac{\Pi_{Ad\nu}}{\Pi_{Ac1}}. \quad (6)$$

Допустим также следующее: 1) все ТРМ – двухобмоточные и имеют равные числа витков обмоток, расположенных на обоих стержнях магнитопровода; 2) все ТРМ работают с одной и той же схемой импульсного преобразователя ($K_{ctv} = K_{ct1} = K_{ct}$) на одной и той же частоте ($f_{inv} = f_{in1} = f_{in}$); 3) электромагнитные нагрузки ТРМ – одинаковы ($B_{mv} = B_{m1} = B_m$, $J_{Cuv} = J_{Cu1} = J_{Cu}$); 4) коэффициенты заполнения окна медью обмоток $K_{w1} = K_{wv} = K_w$ равны между собой. Тогда уравнение (6) упростится:

$$\frac{P_{ov}}{P_{o1}} = \frac{\Pi_{Adv}}{\Pi_{Ac1}}. \quad (7)$$

Подставляя в (7) выражение (5) с учетом (4), получаем

$$\frac{P_{ov}}{P_{o1}} = \frac{\Pi_{Acv} n_{cv}}{\Pi_{Ac1} k_{cv}} = \frac{n_{cv}}{k_{cv}}. \quad (8)$$

Выражение (8) связывает мощности ТРМ и ТЕС с произведениями площадей КС и их числом в магнитопроводе n_c . Его можно рассматривать как *геометрический критерий сравнения мощностей ТРМ*. При известных значениях коэффициента k_c и произведений площадей ТРМ и ТЕС (или их мощностей P_{ov}, P_{o1}) из (8) можно определить оптимальное количество КС в ТРМ:

$$n_{cv} = \frac{P_{ov}}{P_{o1}} k_{cv} = \frac{\Pi_{Adv}}{\Pi_{Ac1}} k_{cv}. \quad (9)$$

Когда мощности ТЕС и ТРМ равны ($P_{o1} = P_{ov}$), тогда из (9) следует, что $n_c = k_c$. Однако коэффициент k_c в уравнении (4) зачастую получается в виде дробного числа, так как произведения площадей двух трансформаторов не делятся нацело, без остатка. Реальное же количество комплектов сердечников в ТРМ может быть только целым числом. Решением может быть подбор реального числа КС n_d , наиболее близким к расчетному значению коэффициента k_c , например, путём округления k_c до ближайшего целого числа n_d . Из-за того, что $n_d > k_c$, появится относительная погрешность числа КС δ_n , которая будет равна относительной погрешности произведений площадей ТРМ и ТЕС и относительной погрешности их мощностей:

$$\delta_{n_v} = \frac{n_{dv} - k_{cv}}{k_{cv}} = \frac{\Pi_{Adv} - \Pi_{Ad1}}{\Pi_{Adv}} = \frac{P_{\max v} - P_{o1}}{P_{ov}}. \quad (10)$$

Отметим, что если $n_d > k_c$, то $\delta_n > 0$, т.е. относительная погрешность δ_n всегда будет положительной величиной, произведения площадей ТРМ будут несколько больше, чем у базового трансформатора, вследствие чего максимальная мощность ТРМ P_{\max} может быть соответственно больше ($P_{\max} > P_{ov}$). В противном случае, когда $n_d < k_c$, мощность ТРМ оказывается меньше мощности ТЕС ($P_{ov} < P_{o1}$), что противоречит исходному требованию равенства мощностей всех ТРМ в ряду.

Расчет геометрических величин ряда ТРМ. Геометрический объём магнитопровода V_d равен произведению геометрического объёма КС V_c и числа КС n_d :

$$V_{dv} = V_{cv} n_{dv} = A_{cv} n_{dv} l_{cv} = a_{cv} b_{cv} n_{dv} l_{cv}. \quad (11)$$

Если на каждом стержне стержневого трансформатора расположена пара обмоток с равными числами витков и обмоточное пространство одного стержня делится между ними пополам, тогда геометрический объём обмоток обоих стержней V_w равен произведению площади окна сердечника A_w и средней длины витка l_w одного стержня ТРМ:

$$V_{wdv} = A_{wv} l_{wv} = c_{cv} h_{cv} \cdot [2(a_{cv} + b_{cv} n_{dv}) + \pi \cdot c_{cv}]. \quad (12)$$

Рассчитанные по приведенным выражениям абсолютные геометрические величины магнитопроводов и обмоток ряда ТРМ представлены в табл. 2.

Таблица 2

ν	Тип КС $L_{gc} \setminus H_{gc} \setminus b_c$	n_d	A_d , см ²	l_c , см	V_d , см ³	A_{wd} , см ²	l_{wd} , см	V_{wd} , см ³
1	UU120\310\20	1	6,0	71,4	428,6	14,7	28,5	4209
2	UU120\160\20	3	18,0	41,4	745,8	59	36,5	2155,6
3	UU93\152\16	6	27,0	35,5	954	33,6	35,8	1202,7
4	UU80\150\30	4	24,0	36,3	870,8	42,9	40,3	1726,8
5	UU79\129\31	5	34,7	30,9	1071	28,9	46,6	1346,2
6	UU100\114\25	4	25,8	30,8	760	36,8	43,6	1604
7	UI93\104\16	12	54,0	25,8	1495	16,1	58,2	936,8

При анализе удобнее сравнивать величины, представляя их в относительном, т. е. безразмерном виде. С этой целью пронормируем данные табл. 2 путём деления одноименных величин ТРМ (строки с номером ν) и ТЕС (строка с номером $\nu = 1$). Используя величины базового ТЕС в качестве нормирующих, получаем возможность оценки изменения величин ТРМ с различным числом сердечников в сравнении с трансформатором на одном сердечнике. Обозначение относительной величины дополним знаком "штрих". Например, выражение для относительных объёмов магнитопроводов ТРМ в процентах V'_{wd} получим в виде

$$V'_{wd\nu} = \frac{V_{d\nu}}{V_{d1}} \cdot 100\%. \quad (13)$$

Значения полученных таким образом относительных геометрических величин ряда ТРМ представлены в табл. 3. Здесь габаритные размеры распределённого магнитопровода (РМ) – длина L_{gc} и высота H_{gc} – определяются соответствующими размерами комплекта сердечников (из второй колонки табл. 1), а толщина магнитопровода $B_{gd} = b_c \cdot n_d$ равна произведению толщины сердечника b_c и числа КС n_d .

Таблица 3

ν	Тип РМ $L_{gc} \setminus H_{gc} \setminus B_{gd}$	n_d	$A'_d, \%$	$l'_d, \%$	$V'_d, \%$	$A'_{wd}, \%$	$l'_{wd}, \%$	$V'_{wd}, \%$
1	UU120\310\20	1	100	100	100	100	100	100
2	UU120\160\60	3	300	58	174	40	128	51,2
3	UU93\152\96	6	450	49,7	226,6	22,8	125,4	28,6
4	UU80\150\120	4	400	50,8	203,2	29,1	141,1	41
5	UU79\129\155	5	577,7	43,3	249,9	19,6	163,2	32
6	UU100\114\100	4	430	43,1	177,3	24,9	152,9	38,1
7	UI93\104\192	12	975	36,1	348,8	10,9	203,9	22,3

Сравнение строк второй колонки табл. 3 даёт представление об изменении геометрий базового сердечника ($\nu = 1$) и РМ ($\nu > 1$). Здесь также видно, что с увеличением высоты магнитопровода H_{gd} , определяемого высотой КС H_{gc} , средняя длина МСЛ $l_d = l_c$ снижается, толщина магнитопровода B_{gc} , его площадь сечения A_d и объём V_d увеличиваются. При этом, несмотря на увеличение средней длины витка l_{wd} , объём обмоток V_{wd} уменьшается.

Определение масс активных материалов. Масса распределённого магнитопровода $M_{d\nu}$ равна произведению массы сердечника $M_{c\nu}$ и числа сердечников в пакете $n_{d\nu}$; масса проводникового материала обмоток обоих стержней $M_{w\nu}$, например, из меди, равна произведению объёма обмотки $V_{wd\nu}$, коэффициента заполнения окна магнитопровода медью обмоток $k_{C_{U\nu}}$ и плотности меди $g_{C_{U\nu}}$ ($g_{C_{U\nu}} = 8,93 \cdot 10^3$ кг\м³ при температуре 20 °С), а масса ТРМ $M_{t\nu}$.

равна сумме масс магнитопровода M_{dv} и его обмоток M_{wv} :

$$M_{idv} = M_{dv} + M_{wdv} = M_{cv} n_{dv} + V_{wdv} k_{Cu_v} g_{Cu} \quad (14)$$

Относительную массу ТРМ M'_{id} найдём как частное от деления массы ТРМ M_{idv} и массы ТЕС M_{id1} :

$$M'_{idv} = \frac{M_{idv}}{M_{id1}} = \frac{M_{cv} n_{dv} + V_{wdv} k_{Cu_v} g_{Cu}}{M_{c1} + V_{wd1} k_{Cu1} g_{Cu}} \quad (15)$$

Коэффициент заполнения окна магнитопровода медью обмоток k_{Cu_v} . Коэффициент заполнения окна k_{Cu_v} , входящий в уравнение (15), характеризует эффективность использования геометрического объёма обмоток проводниковым материалом. В данном случае при принятом выше равенстве чисел витков первичной и вторичной обмоток он определяется по формуле

$$k_{Cu_v} = \frac{A_{Cu_v}}{A_{wdv}} = 2 \frac{w_{1v} \cdot S_{Cu1}}{A_{wdv}} \quad (16)$$

где S_{Cu1} – сечение по меди проводника витка обмотки, мм² (для многожильного провода типа литцендрат – суммарное сечение по меди всех жил); w_1 – число витков первичной обмотки. Относительный коэффициент заполнения окна

$$k'_{Cu_v} = \frac{k_{Cu_v}}{k_{Cu1}} = \frac{w_{1v}}{w_{11}} \frac{A_{wd1}}{A_{wdv}} = \frac{w'_{1v}}{A'_{wdv}} \quad (17)$$

Если число витков первичной обмотки трансформатора определяется уравнением Фарадея (2), то относительное число витков – отношением площадей сечений стержней ТЕС и ТРМ:

$$w'_{1v} = \frac{w_{1v}}{w_{11}} = \frac{A_{d1}}{A_{dv}} \quad (18)$$

Подставляя (18) в (17), находим относительный коэффициент заполнения окна медью обмоток:

$$k'_{Cu_v} = \frac{A_{d1} A_{wd1}}{A_{dv} A_{wdv}} = \frac{\Pi_{Ad1}}{\Pi_{Adv}} \quad (19)$$

Из (17) с учетом (19) получим абсолютные коэффициенты заполнения окна медью обмоток k_{Cu_v} :

$$k_{Cu_v} = k_{Cu1} \frac{\Pi_{Ad1}}{\Pi_{Adv}} \quad (20)$$

Типичное значение k_{Cu} для трансформаторов преобразовательной техники составляет $k_{Cu_v} = 0,4$. Именно это значение принято в расчетах ТЕС.

Удельная мощность ТРМ. Удельная мощность P_V определяется как отношение мощности ТРМ P_o и его габаритного объёма V_{gt} . У рассматриваемого ряда ТРМ относительная удельная мощность P'_V пропорциональна отношению мощностей ТРМ и ТЕС и обратно пропорциональна отношению их объёмов, что при равенстве мощностей ТРМ даёт простое выражение в безразмерном виде

$$P'_{V_v} = \frac{P_{ov}}{V_{gtv}} \left(\frac{P_{o1}}{V_{gt1}} \right)^{-1} = \frac{V_{gt1}}{V_{gtv}} = \frac{1}{V'_{gtv}} \quad (21)$$

где $V_{gt} = L_{gc} \cdot B_{gt} \cdot H_{gc}$ – габаритный объём ТРМ, равный произведению его габаритных размеров: длины $L_{gc} = c + 2a_c$, ширины $B_{gt} = B_{gc} + c = b_c \cdot n_d + c$ и высоты $H_{gc} = h_c + 2a_c$.

Значения относительных технических показателей ТРМ приведены в табл. 4.

Таблица 4

ν	Тип РМ $L_{gc} \setminus H_{gc} \setminus B_{gd}$	n_d	$\delta_n, \%$	$w'_1, \%$	$k'_{Cu}, \%$	$M'_d, \%$	$M'_{wd}, \%$	$M'_{td}, \%$	$V'_{gt}, \%$	$P'_{V}, \%$
1	UU120\310\20	1	0	100	100	100	100	100	100,0	100
2	UU120\160\60	3	16,7	33,3	83,3	176,3	51,2	66,6	77,7	128,6
3	UU93\152\96	6	2,4	22,2	97,6	227,5	28,6	53,1	62,2	160,8
4	UU80\150\120	4	14	25	86	207,6	41	61,5	64,7	154,7
5	UU79\129\155	5	11,6	17,3	88,4	255,9	32	59,5	66,1	151,2
6	UU100\114\100	4	6,7	23,3	93,3	189,6	38,1	56,8	68,0	146,9
7	UI93\104\192	13	6	10,3	94	369,7	22,3	65	77,4	129,2

Итак, при помощи аффинных преобразований геометрии базового ТЕС сформирован ряд трансформаторов оптимизированной геометрии на стандартных сердечниках. Для прослеживания взаимосвязей изменений геометрии магнитопроводов и показателей трансформаторов помимо таблиц воспользуемся рис. 2–5, где представлены графики некоторых показателей в виде функциональных зависимостей в координатах: по оси абсцисс – ранжированная переменная ν , а по оси ординат – относительная величина ТРМ в процентах. Так как число отсчетов значений функций невелико ($\nu=7$), то зависимости имеют вид ломаных кривых. Отметим, что при использовании в качестве аргумента функций других величин, например, высоты РМ, графики становятся неудобочитаемы.

На рис. 2 и 3 показаны зависимости относительных геометрических величин ряда ТРМ, сравнение которых позволяет выявить определённые закономерности. Увеличение ранжированной переменной ν сопровождается на рис. 2 уменьшением средней длины магнитной силовой линии КС l'_c и увеличением площади сечения магнитопровода A'_d , и наоборот, средняя длины витка обмоток l'_{wd} увеличивается, а площадь окна A'_w уменьшается. Следствия изменений длин и площадей рис. 2 показаны на рис. 3 в виде зависимостей объёмных характеристик ТРМ от ранжированной переменной. Здесь геометрические объёмы также изменяются разнонаправленно, но уже с другими скоростями и масштабами: объём магнитопровода V'_d увеличивается, а объём обмоток V'_{wd} , наоборот, уменьшается. Тем самым внутри ряда ТРМ происходят изменения габаритного объёма трансформатора V'_{gt} и объёма активных материалов трансформатора V'_{td} , равного сумме объёмов РМ V'_d и обмоток V'_{wd} .

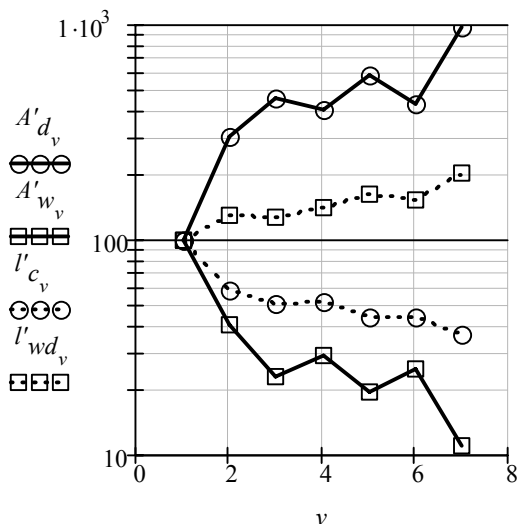


Рис. 2

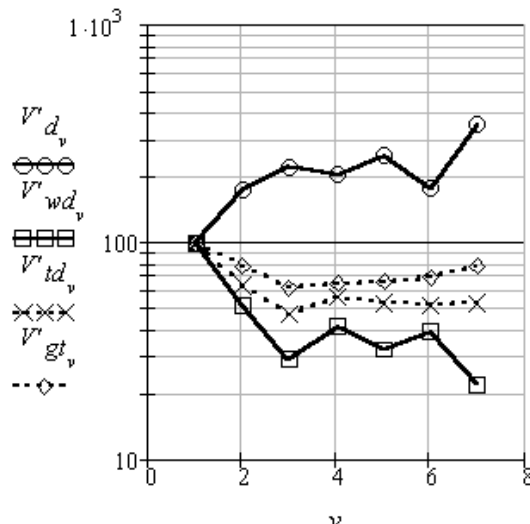


Рис. 3

Определение оптимальных массогабаритных показателей. С увеличением объёма магнитопровода V'_d число витков первичной обмотки ТРМ согласно уравнению (17) снижается, а это приводит к уменьшению физического объёма проводникового материала обмоток и уменьшению его массы.

Графики зависимостей массы трансформатора $M'_{td(v)}$ и её составляющих – масс магнитопровода $M'_{d(v)}$ и обмоток $M'_{wd(v)}$ – представлены на рис. 4. На зависимостях объёмов V'_{gt} и V'_{td} (рис. 3), а также массы M'_{td} (рис. 4) отчетливо видно, что все эти показатели имеют минимумы при значении ранжированной переменной $\nu=3$.

Уменьшение габаритного объёма V'_{gt} при неизменной мощности трансформатора даёт увеличение удельной мощности P'_v . Совместив графики удельной мощности $P'_{v(v)}$ и массы ТРМ $M'_{td(v)}$ на рис. 5, можно видеть противофазность их изменений. Это связано с тем, что относительная удельная мощность $P'_{v(v)}$ согласно уравнению (20) обратно пропорциональна отношению габаритных объёмов, а относительная масса $M'_{td(v)}$ по уравнению (15), наоборот, прямо пропорциональна отношению масс ТРМ и ТЕС.

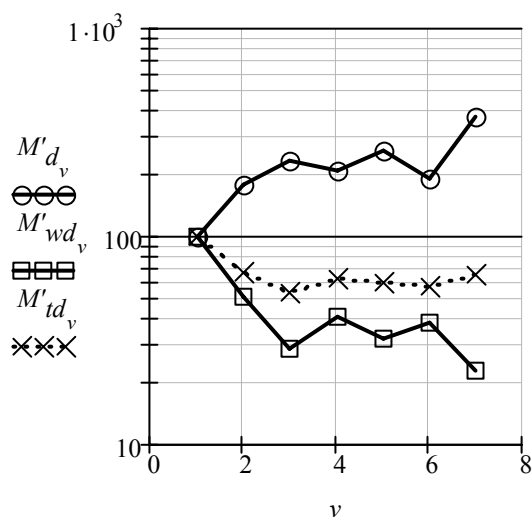


Рис. 4

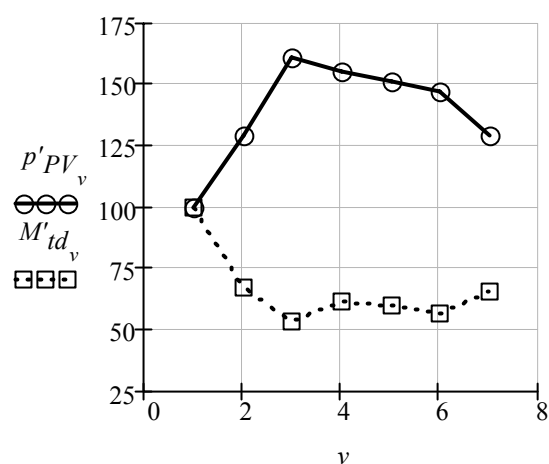


Рис. 5

Сравнивая зависимости рис. 5, приходим к выводу, что по совокупности признаков – минимума массы M'_{td} и максимума мощности P'_v – оптимальным вариантом является ТРМ с номером $\nu = 3$. Совпадение экстремумов даёт основание рассматривать этот признак в качестве критерия выбора из ряда ТРМ трансформатора с оптимальной геометрией и наилучшими массогабаритными показателями.

Отмеченные свойства описанного ряда ТРМ, такие как зависимость отношения объёмов РМ и обмоток, а также числа витков первичной обмотки от высоты сердечника предоставляют возможность разработчику оптимизировать другие частные показатели трансформатора. Например, увеличивая в пределах погрешности δ_n число витков первичной обмотки, можно минимизировать индуктивность рассеяния трансформатора и потери мощности в его магнитопроводе, а совершенствуя конструкцию обмоток перераспределять потери мощности между магнитопроводом и обмотками, что позволит улучшить их тепловые режимы. Однако это является задачами последующего этапа оптимизации технических показателей трансформатора.

Область применения метода не ограничивается лишь трансформаторами большой мощности, так как он может быть использован и при проектировании трансформаторов средней и малой мощностей.

Выводы. Описанный метод позволяет оптимизировать геометрию магнитопровода трансформатора, составленного из определённого количества стандартных сердечников одинаковой формы и одинаковых размеров. От трансформатора равной мощности, выполненного на единичном комплекте сердечников, он отличается меньшей габаритной высотой, определённым числом сердечников в распределённом магнитопроводе и в рассмотренном примере имеет на 38 % меньший габаритный объём, уменьшенный на 47 % вес и на 60 % большую удельную мощность.

1. Бальян Р.Х., Обрусник В.П. Аналитический метод геометрической оптимизации ферромагнитных устройств // Электричество. – 1979. – № 3. – С. 40–46.
2. Бальян Р.Х., Обрусник В.П. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств. – Томск: Изд-во Томского университета, 1987. – 168 с.
3. Насипана О.П. Моделивання і проектний синтез енергоефективних трансформаторів з циліндричними шаровими обмотками: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Одеса, 2015. – 23 с.
4. Тулин А. С. Обобщенные условия соразмерности электромагнитных систем (Геометрия электромагнитных систем) // Автоматика и телемеханика. – 1960. – Т. XXI, № 3. – С. 374–383. <http://mi.mathnet.ru/at12512>
5. Ferrites and Accessories – Date Book 2013. Germany: Epcos AG, 2012. <https://en.tdk.eu/download/519704/069c210d0363d7b4682d9ff22c2ba503/ferrites-and-accessories-db-130501.pdf>
6. Ortiz G., Leibl M., Kolar J. W., Apeldorn O. Medium Frequency Transformers for Solid-State-Transformer Applications - Design and Experimental Verification, in *Proced. of the 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2013)*, Kitakyushu, Japan, April, 2013. – P. 22–25.
7. Roespel G. Effect of the magnetic material on the shape and dimensions of transformers and chokes in switched mode power supplies. *J. of Magn. and Magn. Materials.* – 1978. – № 9. – P. 145–149.
8. Large Size Ferrite Cores for High Power. T/UU/UI/EC/EIC/EE/EI/DT/PQ/PM/SP series. Issue date: November 2010. Document 005-01 / 20101025 / e16_2. – 32 p. <http://www.mhw-intl.com/assets/TDK/TDK%20Large%20Ferrite%20Core%20Drawings%20for%20Power%20%28Nov%202010%29.pdf>

УДК 621.314 + 621.3.042.1

В.В. Мартинов, канд. техн. наук, **Б.Б. Лебедев**, пров. інж.

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Геометрична оптимізація силового трансформатора для імпульсного перетворювача

Описано метод поліпшення питомих показників трансформатора з розподіленим магнітопроводом (ТРМ). Завданням є оптимізація геометрії магнітопроводу, складеного зі стандартних сердечників. Її рішення включає в себе афінні перетворення геометрії віртуального ряду ТРМ, що мають різну висоту, до досягнення рівності їх потужностей за критерієм рівності творів геометричних площ вікна і перетину стрижня їх магнітопроводів. Потім з цього ряду вибирається оптимальний трансформатор за критерієм збігу екстремумів об'єму і маси. На прикладі різновисоких трансформаторів однакової потужності та однакової конструкції на стандартних осердях з фериту показано, що в порівнянні з трансформатором на одиничному осерді в ТРМ можна підвищити питому потужність при зниженні маси. Бібл. 8, рис. 5, табл. 4.

Ключові слова: афінні перетворення, оптимізація геометрії, імпульсний перетворювач, розподілений магнітопровід, сердечник, трансформатор.

V.V. Martynov, B.B. Lebedev

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Science of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Geometry optimization of power transformers for switched mode power supplies.

This article describes a method for improving the performance of the transformer unit with distributed magnetic circuit (TDMC). The object is to optimize the geometry of the magnetic circuit composed of conventional cores. Its solution involves the affine transformations of geometries a number of virtual TDMC, which have different heights, to achieve equality of their capacities by the criterion of equal pieces of geometric squares windows and sections of magnetic rod. Then, from this series selects the optimum transformer criterion matches extreme volume and mass. In example uneven equal power transformers of the same design on the standard of the ferrite cores showed that in comparison with a single core transformer TDMC in power density can be increased and while reducing weight. References 8, figures 5, tables 4.

Key words: affine transformations, distributed magnetic circuit, standard core, geometry optimization, distributed magnetic circuit, pulse converter, transformer.

Надійшла 30.09.2016

Received 30.09.2016