

Ер. 6.7  
369

TALLINNA POLÜTEHNILISE  
INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 369

Э Л Е К Т Р О М Е Х А Н И К А

У

ТАЛЛИН 1974





УДК 621.3

УДК 621.762.

## ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

У

Таллин 1974

Таллинна Радотехниилісе Институді Коиметіісе  
TALLINN RAADOTEHNILISE INSTITUUDI KOIMETIIS

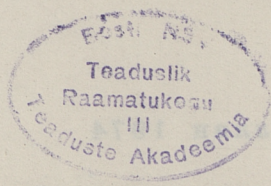
1974

№ 288

УДК 621.3  
УДК 621.762

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

7



© ТПИ, Таллин, 1974



Л.Э. Варик, Г.К. Самолевский

ОБ ОПРЕДЕЛЕНИИ ОСНОВНЫХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ  
МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ИСПОЛ-  
НИТЕЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С АКСИАЛЬНЫМ ПОТОКОМ

В данной работе рассматривается двухфазный асинхронный двигатель с аксиальным потоком, статор которого имеет один активный пакет, снабжённый радиальными пазами. Второй, беспазовый неактивный пакет статора используется в качестве ярма. Ротор двигателя предполагается сплошным, дисковым, выполненным из немагнитного проводникового материала.

У исполнительных двигателей с аксиальным потоком, имеющих дискообразную конфигурацию, основными геометрическими параметрами магнитной системы являются:

- 1) внешний диаметр активного пакета статора  $D_{ст1}$  ;
- 2) внутренний диаметр активного пакета статора  $D_{ст2}$  ;
- 3) внешний диаметр ротора  $D_{р1}$  ;
- 4) внутренний диаметр ротора  $D_{р2}$  .

Эти параметры определяются по исходным номинальным данным, к которым относятся: напряжение управления  $U_{ун}$ , напряжение возбуждения  $U_{вн}$ , максимальная мощность на валу  $P_{2н}$ , частота сети  $f_n$ , синхронная угловая скорость вращения  $\omega_0$ , электрохимическая постоянная времени  $T_m$ , кратность пускового момента по отношению к номинальному  $K_m$ .

В отличие от метода, изложенного в [3], для предварительного определения основных геометрических параметров исполнительного двигателя с аксиальным рабочим потоком предлагается исходить из условия обеспечения заданного быстродействия двигателя, выражаемого электрохимической постоянной времени  $T_m$ . Пренебрегая потерями в стали магнитной системы и падением напряжения в обмотках статора, а также линейри-

зируя механическую характеристику, можно использовать для рассматриваемого двигателя выражение электромеханической постоянной времени (I), известное из теории идеального асинхронного исполнительного двигателя [I]. Согласно этой теории быстродействие двигателя характеризуется временем разгона до номинальной угловой скорости  $\omega_n = \omega_0/2$ , при которой двигатель развивает максимальную мощность на валу  $P_{2H}$ :

$$T_M = \frac{2J \cdot \omega_0}{(1 + \alpha_e^2) \cdot M_{к0}} \ln 2, \quad (1)$$

где

- J - момент инерции ротора;
- $\omega_0$  - синхронная угловая скорость вращения ротора;
- $M_{к0}$  - пусковой момент при круговом поле;
- $\alpha_e$  - эффективный коэффициент сигнала.

В случае кругового поля и при значении  $\alpha_e = 1,0$  это выражение приобретает вид

$$T_M = \frac{J \cdot \omega_0}{M_{к0}} \ln 2. \quad (2)$$

Как в выражениях (1) и (2), так и в дальнейшем предполагается применение когерентных единиц СИ ( $T_M$  в секундах, J в  $\text{кг} \cdot \text{м}^2$ ,  $\omega_0$  в рад/сек,  $M_{к0}$  в Н·м и т.д.).

В соответствии с задаваемыми номинальными данными и имея в виду  $\omega_n = \omega_0/2$ , выразим пусковой момент формулой

$$M_{к0} = K_M \cdot M_n = K_M \frac{P_{2H}}{\omega_n} = \frac{2 \cdot K_M \cdot P_{2H}}{\omega_0}, \quad (3)$$

где

$M_n$  - номинальный момент, соответствующий номинальной мощности  $P_{2H}$ .

Следовательно, электромеханическая постоянная времени

$$T_M = \frac{J \cdot \omega_0 \cdot \omega_n}{K_M \cdot P_{2H}} \ln 2 = \frac{J \cdot \omega_0^2 \ln 2}{2 K_M \cdot P_{2H}}. \quad (4)$$

Момент инерции дискового ротора, без учёта отверстия для вала

$$J = \frac{\pi}{32} D_{р1}^4 \cdot \rho_p \cdot \delta_p. \quad (5)$$



Здесь

$\rho_p$  - плотность материала,

$\delta_p$  - толщина диска ротора, выбираемая предварительно.

С учётом выражения (5) электро механическая постоянная времени

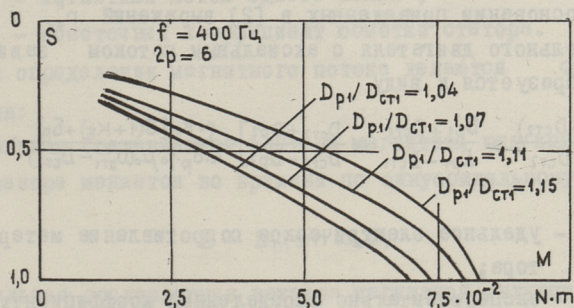
$$T_M = \frac{\pi D_{p1}^4 \cdot \rho_p \cdot \delta_p \cdot \omega_0^2 \cdot 0,693}{64 \cdot K_M \cdot P_{2H}} \quad (6)$$

При заданных значениях  $\omega_0$ ,  $T_M$ ,  $K_M$  и  $P_{2H}$  внешний диаметр ротора находится из выражения

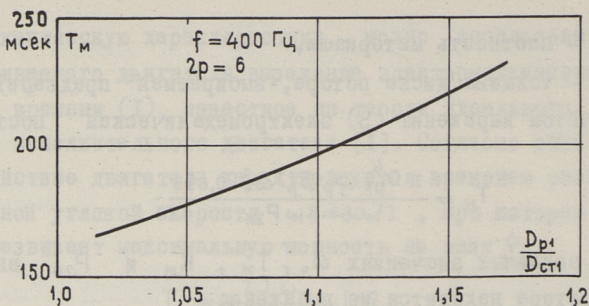
$$D_{p1} = \sqrt[4]{29,4 \frac{K_M \cdot P_{2H} \cdot T_M}{\rho_p \cdot \delta_p \cdot \omega_0^2}} \quad (7)$$

Далее, для определения размера  $D_{ст1}$ , оценивается отношение  $D_{p1}/D_{ст1}$ .

С увеличением отношения  $D_{p1}/D_{ст1}$  при постоянстве  $D_{ст1}$  изменяются механическая характеристика и пусковой момент. В качестве примера можно рассмотреть результаты исследований опытных образцов исполнительных двигателей с  $2p = 6$  и частотой питания  $f = 400$  Гц, с дисковым ротором из дюралюминия Д-16АТ (фиг. 1). Как видно из фиг. 1, при увеличении  $D_{p1}/D_{ст1}$  пусковой момент увеличивается незначительно, а механическая характеристика становится более похожей на механическую характеристику асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, что приводит к нелинейности регулировочных характеристик. С увеличением диаметра ротора увеличивается также электро механическая постоянная времени (фиг. 2), так как момент



Фиг. 1. Зависимость механических характеристик от отношения  $D_{p1}/D_{ст1}$  (экспериментальная).



Фиг. 2. Зависимость электромеханической постоянной от отношения  $D_{p1}/D_{ст1}$  (экспериментальная).

инерции ротора возрастает в четвертой степени, а пусковой момент лишь незначительно. Поэтому в практических конструкциях для предварительного расчета рекомендуется принять  $D_{p1}/D_{ст1} = 1,05 \dots 1,1$ .

Уточнение диаметра  $D_{ст1}$  и расчет  $D_{ст2}$  проводятся, исходя из условия обеспечения линейности регулировочных и механических характеристик и отсутствия самохода.

Как известно [1,2], для выполнения названных требований отношение эквивалентного активного сопротивления ротора  $\Gamma''_{эу}$  к индуктивному сопротивлению, соответствующего основной гармонике потока взаимной индукции  $x_{му}$ , должно удовлетворять условию

$$\frac{\Gamma''_{эу}}{x_{му}} \geq 1. \quad (8)$$

На основании приведенных в [2] выражений  $\Gamma''_{эу}$  и  $x_{му}$  для исполнительного двигателя с аксиальным потоком зависимость (8) преобразуется к виду

$$\left[ \frac{4p^2(D_{ст1} - D_{ст2})}{D_{ст1} + D_{ст2}} + \frac{D_{p1} + D_{ст1}}{D_{p1} - D_{ст1}} + \frac{D_{ст2} + D_{p2}}{D_{ст2} - D_{p2}} \right] \cdot \frac{\rho \cdot K_r [\delta(1 + K_\delta) + \delta_p]}{\pi \cdot \delta_p \cdot \rho_0 \cdot \mu_0 (D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2)} > 1, \quad (9)$$

где

- $\rho$  - удельное электрическое сопротивление материала ротора;
- $K_r$  - экспериментально определенный коэффициент;
- $\delta$  - односторонняя длина воздушного зазора;
- $K_\delta$  - коэффициент зубчатости;
- $\mu_0$  - магнитная проницаемость вакуума.



Входящее в выражение (9) значение  $D_{p2}$  определяется диаметром вала двигателя. Выражение (9) показывает, что вышеприведенное условие может выполняться соответствующим выбором основных геометрических параметров магнитной системы ( $D_{ст1}$ ,  $D_{ст2}$ ,  $D_{p1}$ ,  $D_{p2}$ ) при одновременном выборе толщины ротора и материала с подходящим удельным электрическим сопротивлением.

В отличие от задачи определения основных геометрических параметров мощных двигателей общего назначения, для асинхронных исполнительных микродвигателей с аксиальным потоком задача обеспечения их оптимального энергетического использования не является главной и решается путем проверочного расчета на последнем этапе расчета. Для этого предлагается ниже следующая методика.

Расчетная мощность асинхронного двигателя

$$P' = m \cdot I \cdot E, \quad (10)$$

где  $m$  - число фаз обмотки статора,

$I$  - фазный ток статора,

$E$  - действующее значение э.д.с. фазы обмотки статора.

Э.д.с., наводимая в обмотке статора

$$e = -K_{w1} \cdot w_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (11)$$

где

$w_1$  - число витков обмотки одной фазы;

$\Phi$  - магнитный поток одного полюса;

$K_{w1}$  - обмоточный коэффициент обмотки статора.

При определении магнитного потока делаются следующие допущения:

1) аксиальная составляющая вектора магнитной индукции в воздушном зазоре меняется во времени по синусоидальному закону, т.е.

$$B = B_m \sin \omega_0 t;$$

2) аксиальная составляющая вектора магнитной индукции не зависит от радиальной координаты радиуса.

Мгновенное значение магнитного потока одного полюса

$$\varphi = \frac{\pi(D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2)}{4.2p} B_m \sin \omega_0 t, \quad (12)$$

где

$B_m$  — максимальная индукция в воздушном зазоре.

С учетом (12) получаем из (11) после дифференцирования

$$e = w_1 k_{w1} \cdot \omega_0 \frac{\pi(D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2)}{8p} B_m \cos \omega_0 t. \quad (13)$$

Действующее значение э.д.с. фазы обмотки статора

$$E_1 = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot w_1 \cdot k_{w1} \cdot f_0 \cdot B_m \frac{\pi(D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2)}{8p}. \quad (14)$$

Учитывая (10) и (14), получим

$$P' = m \cdot I \cdot \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot w_1 \cdot k_{w1} \cdot f_0 \cdot B_m \frac{\pi(D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2)}{8p},$$

или

$$P' = 4,44 \cdot m \cdot w_1 \cdot k_{w1} \cdot f_0 \frac{\pi(D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2)}{8} B_m \cdot I, \quad (15)$$

откуда

$$\frac{(D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2) \cdot p_0}{P'} = \frac{1,146}{I_\Sigma \cdot k_{w1} \cdot B_m}, \quad (16)$$

или

$$C_A = \frac{(D_{ст1}^2 - D_{ст2}^2) \cdot p_0}{P'}, \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} I_\Sigma &= 2 \cdot m \cdot w_1 \cdot I = A_{ср} \cdot \pi \cdot D_{ср} = A_1 \cdot \pi \cdot D_{ст1} = \\ &= A_2 \cdot \pi \cdot D_{ст2} - \text{полный ток статора;} \end{aligned} \quad (18)$$

$$A_{ср} = \frac{2 \cdot m \cdot w_1 \cdot I}{\pi \cdot D_{ср}} - \text{линейная нагрузка} \quad (19)$$

на среднем диаметре статора  $D_{ср}$ ,

$$A_1 = \frac{2 \cdot m \cdot w_1 \cdot I}{\pi \cdot D_{ст1}} - \text{линейная нагрузка на внешнем диаметре статора } D_{ст1}, \quad (20)$$

$$A_2 = \frac{2 \cdot m \cdot w_1 \cdot I}{\pi \cdot D_{ст2}} - \text{линейная нагрузка на внутреннем диаметре статора } D_{ст2}. \quad (21)$$

Машинная постоянная двигателя

$$C_A = \frac{1,146}{k_{w1} \cdot 2 \cdot m \cdot w_1 \cdot I \cdot B_m}. \quad (22)$$

Минимальный диаметр определяется по формуле

$$D_{ст2} = \frac{t_2 Z}{\pi}, \quad (23)$$

где

$Z = 2 \cdot m \cdot q_1 \cdot p$  — количество пазов статора;



$q_1$  - число пазов на полюс и фазу;

$t_2 = b_{n2} + b_{z2}$  - зубцовое деление на минимальном диаметре;

$b_{n2}, b_{z2}$  - предварительно принятые ширина паза и зубца на минимальном диаметре двигателя.

Далее из соотношения (18) определяется полный ток статора и из выражения (22) машинная постоянная, предполагая, что  $B_m$  предварительно выбрана. После этого по соотношению (16) проводится проверочный расчет внешнего диаметра статора

$$D_{ст1} = \sqrt{\frac{P' \cdot C_A}{n_o} + D_{ст2}^2} \quad (24)$$

Предложенная в данной работе методика определения основных геометрических параметров магнитной системы двухфазного асинхронного исполнительного двигателя с аксиальным потоком использована авторами для расчета ряда образцов двигателей с различными номинальными данными.

В качестве примера приводятся результаты расчета основных геометрических и электромагнитных параметров опытного образца исполнительного двигателя.

Исходные номинальные данные расчета:  $P_{2н} = 16$  Вт,  $f_n = 400$  Гц,  $U_{yn} = U_{bn} = 36$  В,  $K_m = 2,0$ ,  $T_m = 190$  мс.

Геометрические параметры, определенные расчетным путем:

$D_{ст1} = 0,11$  м,  $D_{ст2} = 0,06$  м,  $D_{р1} = 0,117$  м,  $D_{р2} = 0,01$  м,  $\delta_p = 0,5 \cdot 10^{-3}$  м. Материал ротора - дюралюминий марки Д-16АТ.

Экспериментально определенные параметры опытного образца двигателя, построенного по расчетным данным при  $U_y = 36$  В,  $U_b = 36$  В,  $f = 400$  Гц,  $P_{2н} = 16$  Вт,  $K_m = 1,9$ ,  $T_m = 195$  мс,  $r_{эy}''/\alpha_{my} = 1,12$ .

Результаты экспериментально определенных электромагнитных и механических показателей опытных образцов двигателей имеют хорошую сходимость с расчетными данными.

#### Л и т е р а т у р а

1. Ю.С. Чечет. Электрические микромашины автоматических устройств. "Энергия", 1964.
2. Л.Э. Варик, Г.К. Самолевский. Об обеспечении линейности регулировочных характеристик и отсутствия

самохода двухфазного асинхронного двигателя с аксиальным потоком. Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 337, 1973.

З.Б.А. Н и к и т и н. Расчет механических характеристик аксиальных асинхронных двигателей с массивным ротором и клеткой. Изд-во "Наукова думка". Сборник "Электродинамические силы, потери и параметры электрических машин", 1966.

L. Varik, G. Samolevski

About the Determination of the Basic Geometrical Parameters of the Magnetic System of the Two-Phase Axial Magnetic Flux Asynchronous Servomotor

Summary

The present article deals with the determination of the basic geometrical parameters of the two-phase axial magnetic flux asynchronous servomotor.

By choosing the basic geometrical dimensions the authors have proceeded from the term to guarantee assumed electromagnetic parameters of the motor.

A method of the corresponding calculations has been given.



УДК 621.313.13.043. - 181.4  
621.762.

Л.Э. Варик, А.А. Лаансоо, Ю.К. Мазинг,  
Л.Р. Паккас, А.Э. Ритсо, Г.К. Самолевский

### О ВОЗМОЖНОСТЯХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКОВ В МАГНИТОПРОВОДАХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МИКРОМАШИН

Комплексная автоматизация производственных процессов, резкое повышение выпуска различных бытовых приборов и машин в СССР требуют огромного количества маломощных электрических машин. Часто необходимы электрические машины принципиально новой конструкции, изготовление которых традиционными методами (с использованием шихтованного или намотанного магнитопровода) сложно. В ряде случаев электрические машины должны работать при повышенной частоте (400...1000 Гц), но без резкого возрастания потерь на вихревые токи.

Исходя из директив XXIV съезда КПСС по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР на 1971-1975 гг. и технического прогресса развития электрических машин, необходимо решить следующие вопросы, касающиеся производства магнитопроводов маломощных электрических машин:

1. Возможность изготовления таких магнитопроводов, производство которых традиционными методами из электрической листовой стали представляет значительные трудности.

2. Составление магнитопровода с обмоткой из отдельных модулей.

3. Комплексная автоматизация и механизация изготовления магнитопроводов и, в некоторых случаях, осуществление этого процесса совместно с обмоточными операциями.

4. Уменьшение загрузки инструментальных цехов по изготовлению штампов листовой штамповки.

5. Замена электротехнической листовой стали, коэффициент использования которой низок, другими материалами.

6. Обеспечение требуемых рабочих характеристик электрических машин при минимальной себестоимости.

Большой интерес представляет изготовление магнитопроводов малых электрических машин и аппаратов из так называемых ферропластов или магнитодиэлектриков, о чём идёт речь в данной статье.

Технологический процесс изготовления магнитопроводов электрических машин в этом случае состоит из следующих операций:

- прокатка железного порошка для придания его частицам плоской чешуеобразной формы с гладкой поверхностью;
- отжиг железа для снятия наклёпа;
- покрытие чешуек железа тонким слоем связующего - изолирующего вещества;
- испарение растворителя связующего;
- дозировка железного порошка и засыпка его в прессформу;
- прессование;
- термическая обработка магнитопровода.

При этом исключаются такие трудоёмкие операции изготовления пакетов якоря, ротора и т.д., как штамповка и сборка пластин.

В нашей работе в качестве основных исходных материалов были использованы эпоксидные смолы и гидролизированный раствор этилсиликата в качестве связующего вещества и чистый железный порошок ПЖ-1К, выпускаемый Броварским заводом порошковой металлургии. Для сравнения использовали железные порошки ПЖО и ПЖФ, выпускаемые опытными партиями на Новотульском металлургическом заводе.

Порошок ПЖ-1К согласно ГОСТ 9849-61 содержит не менее 98,5 % железа, не более 0,08 % углерода и не более 0,5 % кислорода. Опытные порошки ПЖФ и ПЖО содержали железа не менее 98,7-98,9 %, углерода не более 0,01 и 0,02 % и кислорода не более 0,98-1,20 %. Таким образом, порошки ПЖО и ПЖФ отлича-



ются от порошков ПЖ-ИК пониженным содержанием углерода, повышенным содержанием кислорода. Существенно то, что содержание в железе кислорода и особенно углерода в виде твёрдого раствора в железе значительно ухудшают электромагнитные характеристики магнитопровода и прессуемость порошка.

Полученные электромагнитные характеристики не достигают показателей, полученных на базе химикометаллургических железных порошков, содержащих железа не менее 99,8 % и углерода не более 0,01 %.

Для магнитопроводов, работающих при промышленной частоте 50 Гц были использованы фракции железного порошка — остаток на сите 01 и более крупные фракции.

Главным требованием при выборе связующего было обеспечение на чешуйках железа тонкой равномерной сплошной плёнки, которая имеет хорошее сцепление с железом, обладает достаточной прочностью и доступностью для широкого применения.

Поскольку с увеличением толщины плёнки эпоксидной смолы или кремнезёма (этилсиликата) магнитная проницаемость ухудшается, в опытах было использовано от 0,2 до 1,0 % связующего от массы железного порошка. При таких условиях получалась изолирующая плёнка толщиной в несколько десятков нанометров.

Для определения электромагнитных характеристик были спрессованы кольцевые образцы внешним диаметром 50, внутренним диаметром 40 и высотой от 5 до 7 мм, на которые были нанесены намагничивающие и измерительные обмотки из медной проволоки.

Для определения прочности на изгиб, ударной вязкости и электрического сопротивления были использованы призматические образцы длиной 55, шириной 10 и высотой 5–7 мм.

Прессованные и термически обработанные изделия по линейным размерам соответствуют четвёртому классу точности. Так, например, при ширине Ш-образного якоря 24 мм были отклонения от +90 до -30 мкм. В большинстве случаев четвёртый класс точности для магнитопроводов полностью приемлем. При необходимости увеличения точности линейных размеров магнитопровода целесообразно осуществить калибровку его или увеличить точность размеров прессформы.



Чистота поверхностей магнитопровода была определена профилографом 201. Получены 7-й и 8-й классы чистоты поверхности, полностью приемлемые для магнитопроводов.

Пористость магнитопроводов из ферропластов зависит от многих факторов: от прессуемости порошков, схем и усилий при прессовании, формы изделия и т.д.

На микрошлифах магнитопроводов (рис. 1 и 3) видно, что слой чешуек железа вблизи движущегося пуансона уплотняется хорошо даже при давлении прессования  $500 \text{ МН/м}^2$ , однако в глубине магнитопровода остаются большие поры, особенно в нижних углах, как это видно на рис. 2. С увеличением давления прессования до  $1400 \text{ МН/м}^2$ , в местах, отдалённых от движущегося пуансона, получается уменьшение пористости (рис. 3).

На вышеупомянутых микрошлифах видно, что в середине магнитопровода имеется хорошая горизонтальная ориентация чешуек железа. На краях магнитопровода, образованных стенками матрицы, имеется значительное отклонение положения чешуек железа от горизонтальной плоскости (фиг. 1 и 3). Такое обстоятельство объясняется тем, что при засыпке чешуек железа в полость матрицы вблизи её стенок чешуйки становятся параллельно стенкам матрицы и в этой зоне остаётся больше пор. При движении пуансона вниз, чешуйки железа сохраняют своё горизонтальное положение там, где имеется равномерная засыпка. Однако вблизи стенок матрицы находится меньше чешуек железа и поэтому усилие прессования в направлении движения в этих местах меньше. Здесь преобладают боковые усилия, в результате чего чешуйки железа отклоняются от горизонтального положения.

При малых усилиях прессования магнитопровода самая высокая пористость наблюдалась в нижних краях магнитопровода, вблизи неподвижного пуансона\* (фиг. 2). Силы трения чешуек железа о стенки матрицы препятствуют передаче усилия давления от верхнего подвижного пуансона к нижним слоям чешуек железа. Это приводит к неравномерному распределению давления в магнитопровode, что вызывает его неоднородную плотность.

\* Все фотографии микроструктур расположены так, что движущий пуансон находится в их верхней части.



Так как наружные слои магнитопровода (толщиной около 0,5 мм), который соприкасается со стенками прессформы, теряет правильную ориентацию чешуек, происходит снижение электромагнитных характеристик магнитопровода.

Анализ микрошлифов показал, что основная масса чешуек железа в матрице ориентируется в горизонтальном положении, однако отдельные чешуйки железа могут остаться в вертикальном или значительно наклонном положении, как это показано на фиг. 4 и 5. Такое обстоятельство вызывает нежелательные явления по двум причинам.

Во-первых, вблизи вертикально ориентированных чешуек железа имеет место повышенная пористость (фиг.4). Уменьшение пористости в этих местах (фиг.5) требует значительного повышения усилия прессования, что сопряжено с технологическими трудностями.

Во-вторых, вертикально ориентированные чешуйки железа вызывают искажения направления магнитного потока.

Таким образом, неправильно ориентированные чешуйки железа ухудшают электромагнитные характеристики ферропластов и усложняют технологический процесс их изготовления.

На фиг. 6 видно, что с увеличением давления прессования с 500 до 1400 МН/м<sup>2</sup> пористость кольцевых образцов из чешуек железного порошка ПЖ-1К уменьшилась с 13 до 7,5 %. С уменьшением пористости увеличивается эффективное поперечное сечение магнитопровода и уменьшается искажение магнитного потока. В то же время, уменьшение пористости путем увеличения давления прессования вызывает нежелательные побочные явления, из которых наиболее важным является уменьшение стойкости прессформы.

При малых усилиях прессования (фиг. 7) наблюдается резкое повышение магнитной индукции, однако, при повышенных усилиях прирост магнитной индукции незначительный и даже имеет тенденцию к уменьшению. Так, например, магнитопроводы, спрессованные при 700 МН/м<sup>2</sup>, показали на 17-20 % большую магнитную индукцию, чем магнитопроводы, спрессованные при усилии 500 МН/м<sup>2</sup>. В то же время увеличение усилия прессования до 1000 МН/м<sup>2</sup> и более даёт незначительный эффект. Это обстоятельство объясняется тем, что при повышении давления прессования



от 700 до 800 МН/м<sup>2</sup> пористость магнитопроводов уменьшается незначительно. С увеличением усилий прессования магнитопровода усложняется также технологический процесс его изготовления, поскольку снижается стойкость прессформ. Ввиду вышесказанного целесообразно прессовать магнитопроводы давлением около 700 МН/м<sup>2</sup>.

Для изучения влияния температуры термической обработки на электромагнитные характеристики были спрессованы образцы из чешуек порошка ПЖ-ІК с 0,5 % гидролизованного раствора этилсиликата (в пересчёте на кремнезём), которые были подвергнуты термической обработке при температурах 150, 350, 450, 600, 750 и 950 °С. Пористость магнитопроводов была от 10 до 13 % и в отдельных случаях достигала 15 %.

Наивысшие показатели магнитной индукции и максимальной магнитной проницаемости имели магнитопроводы, обработанные при температурах от 450 до 600 °С. При напряжённости магнитного поля 10 кА/м индукция была выше 1,3 Т.

Как следует из рис. 8, искажения кристаллической решётки железа минимальны при нагреве магнитопровода до температур выше 750 °С. Однако наилучшие сочетания электромагнитных свойств магнитопровода были получены при температуре его нагрева в зоне рекристаллизации.

Опыты показали, что при термической обработке большую роль играет также скорость нагрева и охлаждения образцов. Ввиду этого следует продолжать детальные исследования по разработке режимов термической обработки магнитопроводов на основе композиции железо-этилсиликат в интервале температур 350-750 °С.

Опыты с различными порошками показали некоторые преимущества порошков ПЖО и ПЖФ перед порошком ПЖ-ІК.

На фиг. 9 приведены кривые намагничивания магнитопроводов, изготовленных из вышеупомянутых порошков с 0,6 % эпоксидной смолы, при пористости образцов от 15 до 20 %.

Если при напряжённости магнитного поля 2 и 10 кА/м магнитная индукция магнитопроводов из чешуек железа ПЖО достигает соответственного 1,04 и 1,44 Т, то из чешуек ПЖ-ІК - соответственно - 0,83 и 1,28 Т.



Магнитопроводы из чешуек ПЖО отличаются также сравнительно низкими магнитными потерями — ниже 13 Вт/кг (при  $B_m = 1,0$  Т).

Превосходство порошков ПЖО и ПЖФ над ПЖ-1К объясняется, в первую очередь, пониженным содержанием углерода. Дальнейшее совершенствование технологического процесса производства порошка ПЖО приводит к уменьшению содержания кислорода в нём и, следовательно, к улучшению прессуемости и электромагнитных характеристик.

В работе были изготовлены якоря микродвигателей постоянного тока и сердечники для магнитных пускателей из магнитодиэлектриков, а также исследованы их характеристики.

Ниже, в качестве примера, приводятся некоторые результаты исследований микродвигателей постоянного тока типа ДП-4, ДП-10 и ДП-12 с якорями из магнитодиэлектрика и с магнитной системой возбуждения, составленной из постоянных магнитов ЮНДК-24.

Номинальные данные двигателя ДП-10 заводского исполнения с якорем из листовой стали следующие:

- напряжение 3,6 В;
- момент на валу 10 гс·см;
- частота вращения 2500 об/мин;

Из чистых порошков железа ПЖО и ПЖ-1К, в соответствии с технологией, указанной выше, были изготовлены путём прессования партии опытных образцов пакетов якорей микродвигателей.

Количество этилсиликата в композиции составляло 0,2, 0,4, 0,5, 0,6 и 0,8 % от массы железного порошка. Давление прессования было в пределах 600...900 МН/м<sup>2</sup>. При засыпке чешуек железа в прессформу была соблюдена их однородная ориентация. После прессования пакеты подвергались отжигу и, в некоторых случаях, были покрыты слоем эпоксидной смолы. Прессованные пакеты якоря имели диаметр 21 мм и длину 10,8 мм.

Обмоточные данные одинаковых пакетов варьировались: для обмотки использовался провод ПЭВ с диаметром 0,25 или 0,27 мм при числе витков 100, 120 и 130.

Экспериментально были сняты рабочие и механические характеристики нескольких партий двигателей и проведено сравнение с расчётными характеристиками.

Воздушный зазор для всех двигателей составлял 0,5 мм. При снятии характеристик во всём диапазоне измерений поддерживалось номинальное напряжение 3,5 В.

Анализ экспериментальных данных показывает, что наилучшие результаты и характеристики получены с использованием пакетов якорей, изготовленных из чешуйчатых порошков ПЖО, с содержанием 0,5 % этилсиликата и давлением прессования 900 МН/м<sup>2</sup>.

Двигатели с якорем из магнитодиэлектрика, испытанные с магнитной системой ДП-10, развивают большую скорость холостого хода, чем двигатели, имеющие якорь из листовой стали. Скорость холостого хода двигателей с якорем из магнитодиэлектрика доходит до 3020...3050 об/мин. Ток холостого хода находится в пределах 0,21...0,24 А.

При номинальной нагрузке на валу 10 гс-см двигатели развивают скорость до 2500 об/мин, потребляя ток не более 0,55 А.

Аналогичные закономерности выявляются при испытаниях якорей из магнитодиэлектрика в магнитных системах ДП-4 и ДП-12, что соответствует расчётным данным с учётом уменьшения магнитной проницаемости якоря из магнитодиэлектрика.

Двигатели с якорем из магнитодиэлектрика способны работать без нагрева в длительном режиме, имея более мягкие механические характеристики, по сравнению с характеристиками двигателей с таким же номинальным моментом на валу, но с якорем, изготовленным из листовой стали.

#### Л и т е р а т у р а

1. Д.Д. М о ш к о в, А.Я. С е г а л. Применение магнитодиэлектриков для изготовления магнитопроводов электрических машин. Металлокерамические материалы и изделия. Труды У республиканского научно-технического семинара. Ереван, 1969.
2. А.Э. Р и т с о, А.А. Л а а н с о о. Якоря микроэлектродвигателей постоянного тока, спрессованные из железного



порошка. Научно-технический сборник "Электротехническая промышленность. Электротехнические материалы". Информ-электро, вып. 6, М., 1970.

3. Исследование, разработка и внедрение магнитодиэлектриков в электропромышленности. Тезисы докладов научно-технической конференции в г. Харькове, НТО энергетики и электротехнической промышленности. Киев, 1972.



Фиг. 1. Микроструктура кромки магнитопровода вблизи стенки матрицы. Верхний край образца. Давление прессования 500 МН/м. Увеличение 60х.



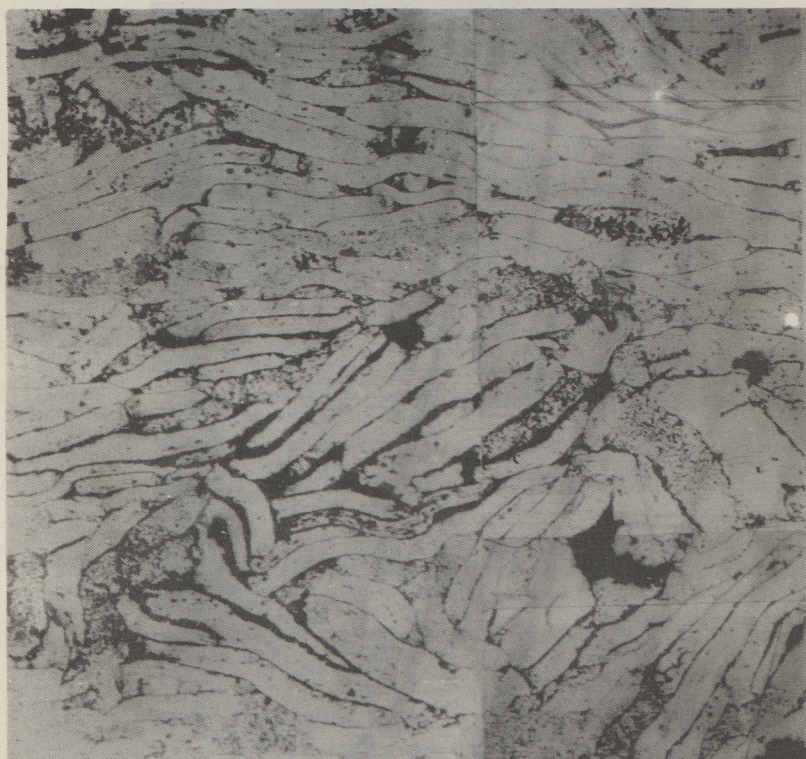
Фиг. 2. Микроструктура кромки магнитопровода вблизи стенки матрицы. Нижний край образца. Давление прессования  $500 \text{ МН/м}^2$ . Увеличение  $60\times$ .





Фиг. 3. Микроструктура кромки магнитопровода вблизи стенки матрицы. Верхний край образца. Давление прессования  $1400 \text{ MN/m}^2$ . Увеличение  $60\times$ .



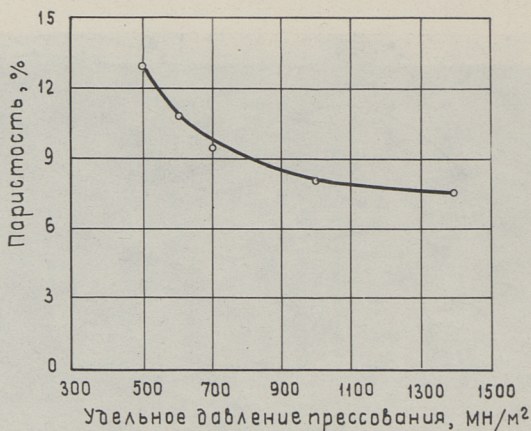


Фиг. 4. Микроструктура магнитопровода с искажением ориентации чешуек железа при их засыпке. Давление прессования  $500 \text{ МН/м}^2$ . Увеличение 60х.

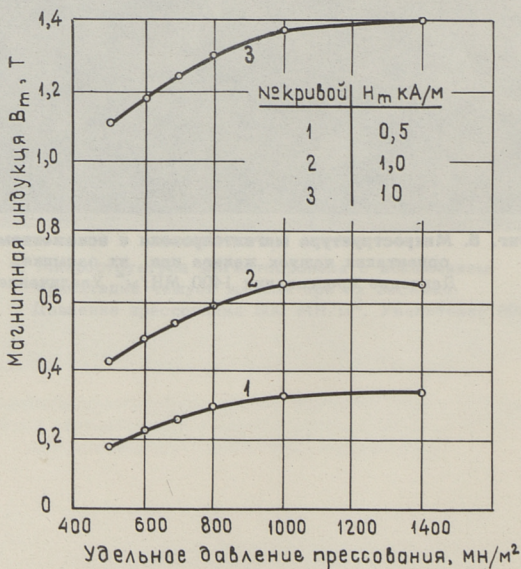




**Фиг. 5.** Микроструктура магнитопровода с искажением ориентации чешуек железа при их засыпке. Давление прессования  $1400 \text{ МН/м}^2$ . Увеличение  $60\times$ .

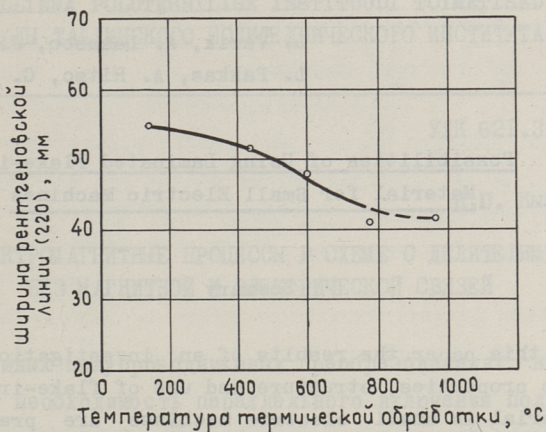


Фиг. 6. Зависимость пористости кольцевых образцов от давления прессования. Образцы из чешуек железа ПЖ-1К с 0,5 % этилсиликата (в пересчете на кремнезем).

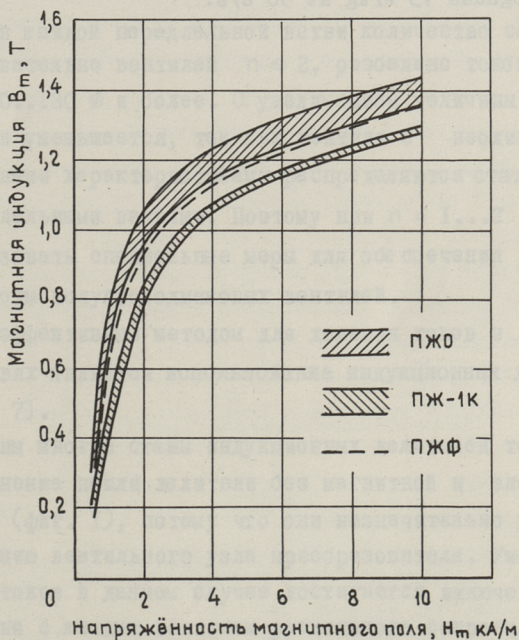


Фиг. 7. Зависимость магнитной индукции от усилия прессования магнитопровода из чешуек железа ПЖ-1К с 0,5 % этилсиликата (в пересчете на кремнезем). при разных значениях напряженности магнитного поля  $H_m$ .





Фиг. 8. Зависимость ширины рентгеновской линии (220) от температуры термической обработки магнитопровода из чешуек железа ПЖ-1К.



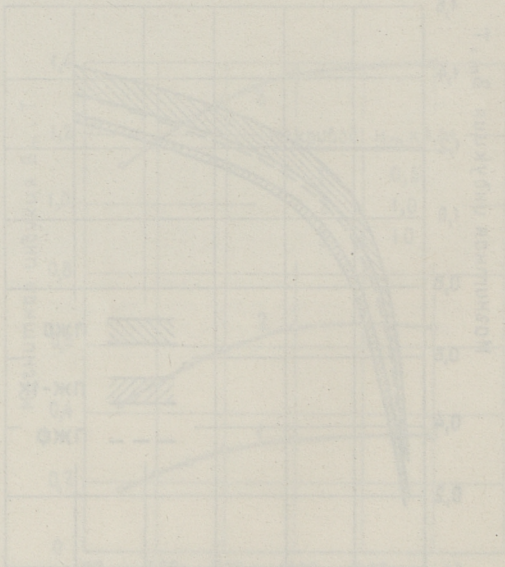
Фиг. 9. Кривые намагничивания магнитопроводов из чешуек железа ПЖ-1К, ПЖФ и ПЖО с 0,6 % эпоксидной смолы.

L. Varik, A. Laansoo, J. Masing,  
L. Pakkas, A. Ritso, G. Samolevski

Possibilities of Using Laminated Flake-iron  
Material for Small Electric Machines

Summary

In this paper the results of an investigation of the magnetic properties, structure and use of flake-iron magnetic material in small electric machines are presented. Compressed iron powder material has the maximum permeability 600 - 800, flux density in the magnetic field  $H = 10000 \text{ A/m}$  1.3 - 1.4 kilogauss and power losses at 1.0 kilogauss 13 W/kg at 50 c/s.





УДК 621.314.288.4

К.Ю. Кыннусаар

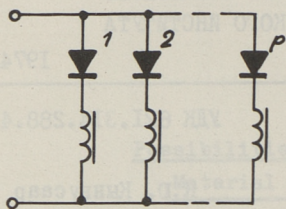
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СХЕМЕ С ДЕЛИТЕЛЯМИ  
БЕЗ МАГНИТНОЙ И ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗЕЙ

В мощных полупроводниковых преобразователях неизбежно возникает необходимость параллельного включения полупроводниковых вентиляей. Из-за разброса прямых ветвей вольт-амперных характеристик ток распределяется неравномерно между параллельными вентилями и имеет место различный нагрев вентиляей.

Когда в каждой параллельной ветви количество соединенных последовательно вентиляей  $n \leq 2$ , разбаланс токов может достигать 20...30 % и более. С увеличением величины  $n$  разбаланс токов уменьшается, так как вентили с неодинаковыми вольт-амперными характеристиками распределяются статистически между параллельными ветвями. Поэтому при  $n = 1...2$  необходимо использовать специальные меры для обеспечения параллельной работы полупроводниковых вентиляей.

Самым эффективным методом для деления токов в параллельных ветвях является использование индукционных делителей тока [2, 6, 7].

Известны многие схемы индукционных делителей тока. Широкое применение нашли делители без магнитной и электрической связей (фиг. 1), потому что они незначительно усложняют конструкцию вентиляейного узла преобразователя. Уменьшение разбаланса токов в данном случае достигается включением последовательно с каждым вентиляем реактивного сопротивления в виде катушки индуктивности с ферромагнитным сердечником или без него.



Фиг. 1. Схема делителя тока.

Очень часто применяются бессердечниковые катушки, так как их индуктивность не зависит от величины тока. Наматываются они, как правило, из медной или алюминиевой ленты (шины) на ребро или плашмя [6].

Активное сопротивление таких катушек сравнимо с динамическим сопротивлением полупроводникового вентиля. Поэтому при определении эффективности делителя тока надо учитывать влияние активного сопротивления катушки.

Обычно при анализе и исследовании работы делителей тока [1, 3, 5, 8] пренебрегают их активным сопротивлением. Поэтому полученные результаты не позволяют сделать более общих выводов.

Ниже найдены общие закономерности распределения токов между двумя параллельными вентилями в установившемся режиме с учетом активных сопротивлений катушек делителя. Если параллельно соединено более двух вентиляей, то самое неблагоприятное распределение тока наблюдается тогда, когда в одной параллельной ветви самые меньшие  $U_{01}$  и  $r_1$ , а во всех остальных ветвях одинаковые большие  $U_{02}$  и  $r_2$ . В этом случае последние могут быть заменены одной эквивалентной параллельной ветвью и для расчетов можно использовать формулы, полученные ниже.

С целью упрощения анализа предположим, что:

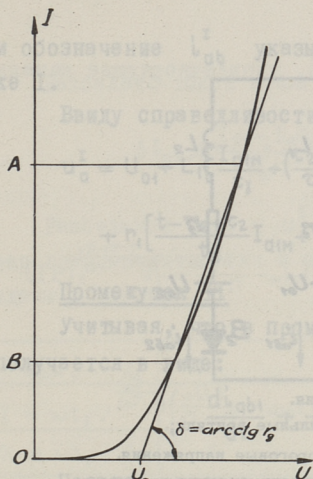
1) свойства вентиляей в проводящем состоянии определены параметрами аппроксимированной динамической вольт-амперной характеристики  $U_0$  и  $r_d$  (фиг. 2), а в запертом состоянии вентиль тока не пропускает;

2) коэффициент самоиндукции дросселя является величиной постоянной;

3) кривая суммарного тока параллельных вентиляей трапециевидальная (фиг. 3);

4) схема питается от источника тока и не оказывает влияния на кривую тока (влияние схемы учитывается соответст-





Фиг. 2. Вольтамперная характеристика вентиля.  $U_0$  - пороговое напряжение,  $r_g$  - динамическое сопротивление,  $OB$  - 1,57 предельного тока;  $OA$  - 4,71 предельного тока.

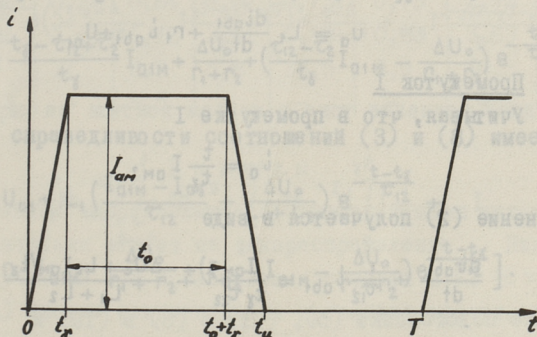
помощи графика (фиг. 3), т.е.

вующим выбором длительности коммутационного этапа  $t_\gamma$  или угла коммутации  $\gamma = \omega t_\gamma$ ).

Соответствующая схема замещения приведена на фиг. 4. Данную схему описывает следующая система уравнений электрического равновесия:

$$\begin{cases} i_{ab1} + i_{ab2} = i_a, \\ U_a - U_{01} = L_1 \frac{di_{ab1}}{dt} + r_1 i_{ab1}, \\ U_a - U_{02} = L_2 \frac{di_{ab2}}{dt} + r_2 i_{ab2}, \end{cases} \quad (I)$$

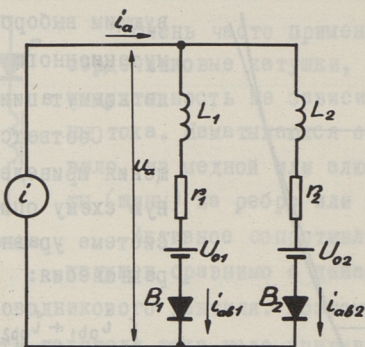
где  $i_{ab1}$ ,  $i_{ab2}$ ,  $U_a$  - функции переменного  $t$ , а  $i_a$  задан при



Фиг. 3. Кривая тока параллельных вентилях.

в промежутке  $0 \dots t_\gamma$   $i_a = \frac{t}{t_\gamma} I_{ам}$ ,  
 в промежутке  $t_\gamma \dots t_0 + t_\gamma$   $i_a = I_{ам}$ ,  
 в промежутке  $t_0 + t_\gamma \dots t_u$   $i_a = \frac{t_u - t}{t_\gamma} I_{ам}$ .

Обозначим эти промежутки соответственно I, II, III. Требуется найти  $i_{ab1}$  и  $U_a$  как функции переменного  $t$ , при начальном условии  $i_{ab1}(0) = 0$ . Для определения величины  $i_{ab1}$  из системы (I) получим дифференциальное уравнение:



Фиг. 4. Схема замещения.

$B_1$  и  $B_2$  - идеальные вентиля;

$U_{O1}$  и  $U_{O2}$  - пороговые напряжения.

$L_1, L_2, r_1$  и  $r_2$  - суммарные индуктивности и активные сопротивления параллельных ветвей.

$$\frac{di_{ab1}}{dt} + \frac{r_2+r_1}{L_2+L_1} i_{ab1} = \frac{i}{L_1+L_2} (\Delta U_o + r_2 i_a + L_2 \frac{di_a}{dt}), \quad (2)$$

где  $\Delta U_o = U_{o2} - U_{o1}$ , и величины  $u_a$  - выражение:

$$u_a = L_1 \frac{di_{ab1}}{dt} + r_1 i_{ab1} + U_{o1}. \quad (3)$$

### Промежуток I

Учитывая, что в промежутке I

$$i_a = \frac{t}{t_x} I_{ам},$$

уравнение (2) получается в виде

$$\frac{di_{ab1}}{dt} + \frac{i}{\tau_{12}} i_{ab1} = \frac{I_{ам} t}{t_x \tau_{22}} + \frac{\Delta U_o + L_2 I_{ам} / t_x}{L_1 + L_2}, \quad (4)$$

где

$$\tau_{12} = \frac{L_1+L_2}{r_1+r_2}, \quad \tau_{22} = \frac{L_1+L_2}{r_2}.$$

Частное решение уравнения (4), удовлетворяющее начальному условию  $i_{ab1}(0) = 0$ , получим в виде:

$$i_{ab1}^I = \frac{t+\tau_2-\tau_{12}}{t_x} I_{ам} + \frac{\Delta U_o}{r_1+r_2} + \left( \frac{\tau_{12}-\tau_2}{t_x} I_{ам} - \frac{\Delta U_o}{r_1+r_2} \right) e^{-\frac{t}{\tau_{12}}}, \quad (5)$$

где

$$\tau_2 = \frac{L_2}{r_2}, \quad I_{ам} = I_{ам} \frac{r_2}{r_1+r_2}$$



и обозначение  $i_{ab}^I$  указывает на величину  $i_{ab1}$  в промежутке I.

Ввиду справедливости соотношений (3) и (5), имеем:

$$U_a^I = U_{a1} + L_1 \left[ \frac{I_{a1M}}{t_{\gamma}} + \left( \frac{\tau_2 - \tau_{12}}{\tau_{12} t_{\gamma}} I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{L_1 + L_2} \right) e^{-\frac{t}{\tau_{12}}} \right] + r_1 \left[ \frac{t - \tau_{12} + \tau_2}{t_{\gamma}} I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + \left( \frac{\tau_{12} - \tau_2}{t_{\gamma}} I_{a1M} - \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} \right) e^{-\frac{t}{\tau_{12}}} \right]. \quad (6)$$

### Промежуток II

Учитывая, что в промежутке II  $i_a = I_{aM}$  уравнений (2) получается в виде:

$$\frac{di_{ab1}}{dt} + \frac{1}{\tau_{12}} i_{ab1} = \frac{\Delta U_0 + r_2 I_{aM}}{L_1 + L_2}. \quad (7)$$

Частное решение уравнения (7), удовлетворяющее начальному условию  $i_{ab1}(t_{\gamma} - 0) = i_{ab1}(t_{\gamma} + 0)$  имеет вид:

$$i_{ab1}^{II} = I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + (I_{a\gamma} - I_{a1M} - \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2}) e^{-\frac{t - t_{\gamma}}{\tau_{12}}}, \quad (8)$$

где

$$I_{a\gamma} = \frac{t_{\gamma} - \tau_{12} + \tau_2}{t_{\gamma}} I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + \left( \frac{\tau_{12} - \tau_2}{t_{\gamma}} I_{a1M} - \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} \right) e^{-\frac{t_{\gamma}}{\tau_{12}}}.$$

Ввиду справедливости соотношений (3) и (8) имеем:

$$U_a^{II} = U_{a1} + L_1 \left( \frac{I_{a1M} - I_{a\gamma}}{\tau_{12}} + \frac{\Delta U_0}{L_1 + L_2} \right) e^{-\frac{t - t_{\gamma}}{\tau_{12}}} + r_1 \left[ I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + (I_{a\gamma} - I_{a1M} - \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2}) e^{-\frac{t - t_{\gamma}}{\tau_{12}}} \right]. \quad (9)$$

### Промежуток III

Учитывая, что в промежутке III

$$i_a = \frac{t_u - t}{t_{\gamma}} I_{aM},$$

уравнение (2) получаем в виде:

$$\frac{di_{ab1}}{dt} + \frac{1}{\tau_{12}} i_{ab1} = \frac{\Delta U_0 + \frac{r_2 t_u I_{aM}}{t_{\gamma}} - L_2 \frac{I_{aM}}{t_{\gamma}}}{L_1 + L_2} - \frac{I_{aM}}{t_{\gamma} \tau_{12}} t. \quad (10)$$

Частное решение уравнения (10), удовлетворяющее начальному условию

$$i_{ab1}(t_0 + t_\gamma - 0) = i_{ab1}(t_0 + t_\gamma + 0),$$

имеет вид:

$$i_{ab1}^{\text{ш}} = \frac{t_u - \tau_2 + \tau_{12} - t}{t_\gamma} I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + \left( \frac{\tau_2 - \tau_{12} - t_\gamma}{t_\gamma} I_{a1M} - \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + C \right) e^{-\frac{t - t_\gamma - t_0}{\tau_{12}}}, \quad (\text{II})$$

где

$$C = I_{a0} = I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + \left( I_{a\gamma} - I_{a1M} - \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} \right) e^{-\frac{t_0}{\tau_{12}}}.$$

Ввиду справедливости соотношений (3) и (II) имеем:

$$u_a^{\text{ш}} = U_{01} + L_1 \left[ -\frac{I_{a1M}}{t_\gamma} - \frac{\tau_2 - \tau_{12} - t_\gamma}{\tau_{12} t_\gamma} I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{L_1 + L_2} - \frac{C}{\tau_{12}} \right] e^{-\frac{t - t_\gamma - t_0}{\tau_{12}}} + \\ + r_1 \left[ \frac{t_u - \tau_2 - \tau_{12} - t}{t_\gamma} I_{a1M} + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + \left( \frac{\tau_2 - \tau_{12} - t_\gamma}{t_\gamma} I_{a1M} - \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + C \right) e^{-\frac{t - t_\gamma - t_0}{\tau_{12}}} \right]. \quad (\text{I2})$$

Среднее значение тока в первом вентиле за период T:

$$I_{a1} = \frac{1}{T} \left( \int_0^{t_\gamma} i_{ab1}^{\text{I}} dt + \int_{t_\gamma}^{t_\gamma + t_0} i_{ab1}^{\text{II}} dt + \int_{t_\gamma + t_0}^{t_u} i_{ab1}^{\text{ш}} dt \right). \quad (\text{I3})$$

После подстановки (5), (II) и (8) в (I3) и несложных преобразований получим для определения  $I_{a1}$  следующее соотношение:

$$I_{a1} = \frac{1}{T} \left[ \left( \frac{t_0 + t_u}{2} + \tau_{12} \frac{\tau_2 - \tau_{12}}{t_\gamma} \right) I_{a1M} + (t_u - \tau_{12}) \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} + \right. \\ \left. + \tau_{12} \frac{\tau_{12} - \tau_2}{t_\gamma} I_{a1M} \left( e^{-\frac{t_\gamma}{\tau_{12}}} + e^{-\frac{t_\gamma + t_0}{\tau_{12}}} - e^{-\frac{t_u}{\tau_{12}}} \right) + \frac{\Delta U_0}{r_1 + r_2} \tau_{12} e^{-\frac{t_u}{\tau_{12}}} \right]. \quad (\text{I4})$$

Среднее значение тока во втором вентиле

$$I_{a2} = I_a - I_{a1} = \frac{t_0 + t_\gamma}{T} I_{aM} - I_{a1}. \quad (\text{I5})$$



Разбаланс токов в схеме

$$\Delta I_{a*} = \frac{I_{a1} - I_a/2}{I_a/2} \cdot 100 = \left(2 \frac{I_{a1}}{I_a} - 1\right) 100. \quad (16)$$

Разбалансы тока и  $U_d^I$ , рассчитанные для некоторых случаев графоаналитически и по формулам (14) и (16) на ЭВМ приведены в таблице.

$I_{a1}$ , А	200						
$\gamma = \omega t_\gamma$ , °	4						
$\lambda = \omega t_0$ , °	120						
$U_{01}$ , В	1,2	1,2	1,2	1,14	1,14	1,14	1,14
$U_{02}$ , В	1,2	1,2	1,2	1,25	1,25	1,25	1,25
$\Delta U_0$ , В	0	0	0	0,11	0,11	0,11	0,11
$L_1=L_2=L$ , мкГ	0	20	0	0	20	0	20
$r_1$ , мОм	0,84	0,84	3,07	0,75	0,75	2,95	2,95
$r_2$ , мОм	1,18	1,18	3,41	0,83	0,83	3,03	3,03
$\Delta I_{a*}$ , %	17	2,7	5,8	38,5	9,9	10,5	8,2
$U_d^I$ , В	-	9,5	-	-	-	-	-
$t_1, t_2$							

Выводы

1. Активное сопротивление бессердечниковых катушек делителя значительно влияет на токораспределение. Например, эффект, получаемый при применении дросселей Д162 ( $L \approx 20$  мкГ,  $r_2 \approx 2,2$  мОм) иногда незначительно превышает эффект, который может быть достигнут при применении активных сопротивлений (см. данные в таблице).

2. Описанные делители значительно увеличивают падение напряжения на вентильном узле.

3. Бессердечниковые делители без магнитной и электрической связи можно рекомендовать только для мощных преобразователей, где делители тока должны выполнять и вторую задачу — ограничивать  $di/dt$  в вентилях. В остальных случаях они могут быть заменены активными сопротивлениями или делителями другой конструкции.

## Л и т е р а т у р а

1. Ю.М. Б ы к о в, В.П. Ш и п и л л о. Исследование индуктивных схем выравнивания токов параллельно включенных вентилях. "Электричество", № 7, 1968.
2. В.В. Д е н и с о в, А.Х. М а м с у р о в. Статические преобразователи в судовых электроустановках. Изд-во "Судостроение", Л., 1970.
3. М.Е. Г о л ь д ш т е й н. Выбор параметров схемы параллельного соединения вентилях. Труды Челябинского политехнического института, № 95, Челябинск, 1971.
4. Э. К а м к е. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. Изд-во "Наука", М., 1965.
5. С.Б. К о н д р а ш о в и др. К вопросу о равномерном распределении тока между параллельно соединенными тиристорами. Труды ЛПИ, № 326, Л., 1972.
6. Конструирование силовых полупроводниковых преобразовательных агрегатов. Изд-во "Энергия", М., 1973.
7. Н.Х. С и т н и к. Силовая полупроводниковая техника. Изд-во "Энергия", М., 1968.
8. Chr. Mauersberger. Probleme bei der Parallelschaltung von Thyristoren und die Auslegung von Elementen zur gleichmässigen Stromaufteilung. "Elektrie", 24, 1970-3.



Electromagnetic Processes in a Scheme Including  
Dividers without Magnetic and Electric Coupling

Summary

Results are given to the theoretical analysis of the electromagnetic processes in a current divider without magnetic and electric coupling, used for balancing the currents flowing between semiconductor rectifiers connected in parallel. In the course of the investigation effective resistances of the parallel branches were taken into account. Formulae for calculating the instantaneous current and voltage values as well as the mean value and the relative differences of the current in a semiconductor rectifier unit in case of pulse current source having a trapezoidal form are obtained.

The results of current balancing calculations for some variants of the scheme are presented.





УДК 621.314.5

К.Д. Кынусаар

ВЛИЯНИЕ ИНДУКТИВНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ ТОКА  
НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Индуктивные делители тока применяются в мощных полупроводниковых преобразователях для выравнивания токораспределения между параллельно соединенными вентилями или вентильными мостами (в мощных мостовых выпрямителях).

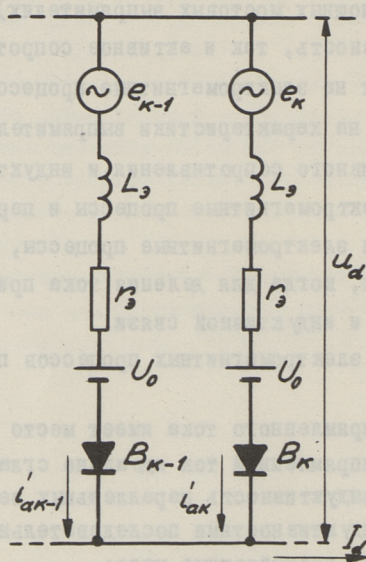
Как индуктивность, так и активное сопротивление делителей тока влияют на электромагнитные процессы в выпрямителе и, тем самым, на характеристики выпрямителя. Чтобы выяснить влияние активного сопротивления и индуктивности делителей тока на электромагнитные процессы и параметры выпрямителя, исследуем электромагнитные процессы, происходящие в цепях выпрямителя, когда для деления тока применены дроссели без магнитной и индуктивной связи.

При анализе электромагнитных процессов примем следующие допущения:

- в цепи выпрямленного тока имеет место установившийся режим и выпрямленный ток идеально сглажен ( $L_d = \infty$ );
- взаимная индуктивность параллельных ветвей по сравнению с индуктивностями последовательных дросселей (делителей) пренебрежимо мала;
- нелинейность вентиля определена параметрами аппроксимированной динамической вольт-амперной характеристики  $U_0$  и  $r_d$ , а емкость вентиля  $C_d = 0$ ;
- источником питания является мощная симметричная  $m_1$ -фазная сеть синусоидального тока (индуктивное и активное сопротивления сети пренебрежимо малы);

- $m_1$ -фазная первичная и  $m_2$ -фазная вторичная обмотки трансформатора преобразователя симметричны;
- одновременно коммутируют только две фазы выпрямителя;
- взаимные индуктивности разных плеч и фаз выпрямителя пренебрежимо малы;
- коэффициент самоиндукции дросселя является величиной постоянной;
- в сердечнике дросселя отсутствуют потери на гистерезис и вихревые токи.

При принятых допущениях нас интересуют только процессы, происходящие в период коммутации, так как в межкоммутационном периоде ток не изменяется. Схема замещения выпрямителя для периода коммутации изображена на фиг. 1.



Фиг. 1. Схема замещения.  $B_k$  и  $B_{k-1}$  - идеальные вентили.

Предполагая, что параметры параллельных ветвей мало различаются, можем эквивалентные индуктивность и сопротивление коммутирующих фаз определить из следующих равенств:

$$L_3 = L_0 + L_M + \frac{\sum_{l=1}^p (L_{\sigma l} + L_{\omega l})}{p^2} \quad (I)$$



$$r_3 = r_a + r_{\lambda} + \frac{\sum_{l=1}^p (r_{gl} + r_{wl} + r_{пер.l} + r_{\partial l})}{p^2}, \quad (2)$$

где  $p$  - число параллельных ветвей (вентилей);  
 $L_a, r_a$  - индуктивность рассеяния и активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенные на вторичную обмотку;

$L_{\partial l}, r_{\partial l}$  - индуктивность и активное сопротивление делителя  $l$ -й ветви;

$L_{wl}, r_{wl}$  - индуктивное и активное сопротивления соединительных шин в  $l$ -й параллельной ветви;

$L_{\lambda}, r_{\lambda}$  - индуктивность и активное сопротивление шин, соединяющих трансформатор и выпрямитель;

$r_{gl}$  - динамическое сопротивление вентиля в  $l$ -й параллельной ветви;

$r_{пер.l}$  - переходное сопротивление соединительных контактов в  $l$ -й параллельной ветви.

Для коммутационного периода, который начинается при отпирании вентиля  $V_k$ , можно составить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} e_k = e_{k-1} = L_3 \left( \frac{di_{ak}}{dt} - \frac{di_{ak-1}}{dt} \right) + r_3 (i_{ak} - i_{ak-1}), \\ i_{ak} + i_{ak-1} = I_d, \end{cases} \quad (3)$$

где

$$e_k - e_{k-1} = 2\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \sin \omega t. \quad (4)$$

После преобразований получаем дифференциальное уравнение:

$$\frac{di_{ak}}{d\vartheta} + \frac{r_3}{X_3} i_{ak} = \frac{\sqrt{2} E_2}{X_3} \sin \frac{\pi}{m_2} \sin \vartheta + \frac{r_3}{X_3} \frac{I_d}{2}. \quad (5)$$

где  $X_3 = \omega L_3$  и  $\vartheta = \omega t$ .

Частное решение этого дифференциального уравнения, удовлетворяющее начальному условию  $i_{ak} \Big|_{\vartheta=\alpha} = 0$ , можно представить в виде

$$i_{ак} = \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{x_3} \frac{1}{1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi} (\operatorname{ctg} \varphi \sin \tilde{\delta} - \cos \tilde{\delta}) +$$

$$- \left[ \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{x_3 (1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi)} (\operatorname{ctg} \varphi \sin \alpha - \cos \alpha) + \frac{I_d}{2} \right] e^{-\frac{\tilde{\delta} - \alpha}{\omega \tau}} + \frac{I_d}{2},$$
(6)

где  $\alpha$  — угол отпирания вентиля;

$$\tau = L_3 / r_3;$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{x_3}{r_3}.$$

Угол коммутации  $\gamma$  можем определить по (6), учитывая, что в конце коммутации, т.е. в момент времени  $\tilde{\delta} = \alpha + \gamma$  ток вентиля  $i_{ак} = I_d$ . Следовательно, для определения величины  $\gamma$  получим уравнение

$$\frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{x_3 (1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi)} [\operatorname{ctg} \varphi \sin(\alpha + \gamma) - \cos(\alpha + \gamma)] +$$

$$- \left[ \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{x_3 (1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi)} (\operatorname{ctg} \varphi \sin \alpha - \cos \alpha) + \frac{I_d}{2} \right] e^{-\frac{\gamma}{\omega \tau}} = \frac{I_d}{2}.$$
(7)

Для определения скорости нарастания общего прямого тока параллельных вентилях получим соотношение

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_{ак}}{dt} = \omega \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{x_3 (1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi)} (\operatorname{ctg} \varphi \cos \tilde{\delta} + \sin \tilde{\delta}) +$$

$$+ \frac{1}{\tau} \left[ \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}{x_3 (1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi)} (\operatorname{ctg} \varphi \sin \alpha - \cos \alpha) + \frac{I_d}{2} \right] e^{-\frac{\tilde{\delta} - \alpha}{\omega \tau}}.$$
(8)

После несложных преобразований получим, что скорость нарастания прямого тока вентиля в момент его отпирания ( $\tilde{\delta} = \alpha$ ) определяется при помощи соотношения

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{\tilde{\delta} = \alpha} = \frac{1}{L_3} (\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \sin \alpha + \frac{I_d}{2} r_3).$$
(9)



Наибольшее соотношение  $\frac{di}{dt} \Big|_{\delta=\alpha}$  (как функции переменной  $\alpha$ ) имеем при  $\alpha = \pi/2$ , т.е.

$$\max_{\alpha} \frac{di}{dt} \Big|_{\delta=\alpha} = \frac{1}{L_3} (\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2} + \frac{1}{2} I_d r_3). \quad (10)$$

В одном вентиле величина  $di/dt$  зависит от равномерности распределения тока и приблизительно в  $p$  раз меньше величины, полученной по (10).

Для определения мгновенного значения выходного напряжения  $u_d$  выпрямителя на коммутационном этапе составляем следующие уравнения:

$$\begin{cases} e_{k-1} - i_{ak-1} r_3 - x_3 \frac{di_{ak-1}}{d\delta} - nU_0 = u_d \\ e_k - i_{ak} r_3 - x_3 \frac{di_{ak}}{d\delta} - nU_0 = u_d, \end{cases} \quad (11)$$

из которых определяем

$$u_d = \frac{e_k + e_{k-1}}{2} - \frac{I_d}{2} r_3 - nU_0. \quad (12)$$

На внекоммутационном этапе

$$u_d = e_k - I_d r_3 - nU_0. \quad (13)$$

Падение напряжения  $\Delta U_{xH}$  при номинальном токе нагрузки можем определить как сумму всех падений напряжения:

$$\begin{aligned} \Delta U_{xH} &= \frac{m}{2\pi} \left[ \int_0^{\gamma_H} \sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \sin \delta d\delta + \int_0^{\gamma_H} \frac{I_{dH}}{2} r_3 d\delta + \int_{\gamma_H}^{\frac{2\pi}{m}} I_{dH} r_3 d\delta \right] = \\ &= \frac{m}{2\pi} \left[ \sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{m_2} (1 - \cos \gamma_H) + \gamma_H \frac{I_{dH}}{2} r_3 + \left( \frac{2\pi}{m} - \gamma_H \right) I_{dH} r_3 \right], \end{aligned} \quad (14)$$

где  $I_{dH}$  — номинальный ток выпрямителя;

$\gamma_H$  — угол коммутации при  $I_{dH}$ .

Так как угол коммутации мало зависит от величины эквивалентного активного сопротивления, последнюю формулу можно написать в упрощенном виде:

$$\Delta U_{\text{хн}} = \frac{m}{2\pi} I_{\text{дн}} \left[ \chi_{\text{э}} + \gamma_{\text{н}} \frac{r_{\text{э}}}{2} + \left( \frac{2\pi}{m} - \gamma \right) r_{\text{э}} \right], \quad (15)$$

где  $\frac{m}{2\pi} I_{\text{дн}} \chi_{\text{э}}$  - падение напряжения при  $r_{\text{э}} = 0$  [I].

Для трехфазного мостового выпрямителя (12), (13) и (15) приобретает вид:

$$U_{\text{д}} = \frac{e_{\text{к}} + e_{\text{к}-1}}{2} - \frac{3}{2} I_{\text{д}} r_{\text{э}} - 2n U_{\text{о}}, \quad (12, \text{а})$$

$$U_{\text{д}} = e_{\text{к}} - 2 I_{\text{д}} r_{\text{э}} - 2n U_{\text{о}}. \quad (13, \text{а})$$

и

$$\Delta U_{\text{хн}} = \frac{m}{2\pi} I_{\text{дн}} \left[ \chi_{\text{э}} + \gamma_{\text{н}} \frac{3r_{\text{э}}}{2} + \left( \frac{2\pi}{m} - \gamma_{\text{н}} \right) 2r_{\text{э}} \right]. \quad (15, \text{а})$$

В формулах (14), (15) и (15,а) не учтено пороговое напряжение  $U_{\text{о}}$ , которое не зависит от величины тока нагрузки.

Для примера в таблицах I и 2 приведены рассчитанные по формулам (7), (10) и (15,а) величины  $\gamma$ ,  $\Delta U_{\text{хн}}$  и  $di/dt$  без учета индуктивности вентильного узла (индуктивных делителей тока) и активных сопротивлений и с учетом их для комплексного тиристорного устройства КТУ-460/320 ВР ( $I_{\text{д}} = 320$  А,  $U_{\text{д}} = 460$  В) В этом устройстве 3 соединенных параллельно трехфазных мостовых выпрямителя подключены к зажимам трансформатора ТСЗП-200/0,7 ( $U_1 = 380$  В;  $U_2 = 234$  В;  $I_2 = 290$  А;  $U_{\text{кк}} = 5,75$  %;  $P_{\text{к}} = 3455$  Вт;  $r_2 = 13,8$  мОм;  $x_2 = 44,2$  мОм;  $L_2 = 141$  мкГ).

Т а б л и ц а I

$\chi_{\text{э}}$	$\gamma_{\text{н}}, ^\circ$						
	$\alpha = 0^\circ$			$\alpha = 30^\circ$		$\alpha = 60^\circ$	
	$r_{\text{э}} = 0$	$r_{\text{э}} = 20$	$r_{\text{э}} = 30$	$r_{\text{э}} = 0$	$r_{\text{э}} = 30$	$r_{\text{э}} = 0$	$r_{\text{э}} = 30$
мОм	мОм	мОм	мОм	мОм	мОм	мОм	мОм
44,2	18° 04'	17° 52'	17° 48'	5° 12'	5° 11'	3° 11'	3° 11'
50,0	19° 12'	19° 03'	19° 00'	5° 54'	5° 54'	3° 41'	3° 41'
60,0	21° 05'	20° 55'	20° 52'	6° 59'	6° 59'	4° 18'	4° 18'



Т а б л и ц а 2

		$x_3 = 44,2 \text{ мОм}$			$x_3 = 60 \text{ мОм}$		
		$r_3 = 0$	$r_3 = 20 \text{ мОм}$	$r_3 = 30 \text{ мОм}$	$r_3 = 0$	$r_3 = 20 \text{ мОм}$	$r_3 = 30 \text{ мОм}$
$\Delta U_{\text{хн}}$	В	13,5	23,4	28,6	18,4	28,2	32,8
	%	100	174	212	136	208	243
$\max_{\alpha} \frac{di}{dt} \Big _{\alpha=\alpha}$	$\frac{\text{А}}{\text{мкс}}$	2,03	2,05	2,06	1,50	1,51	1,52

## В ы в о д ы

1. С увеличением эквивалентного активного сопротивления цепи вентиля уменьшается время коммутации и увеличивается скорость нарастания прямого тока, но незначительно.

2. Активное сопротивление фаз трансформатора и вентильных цепей значительно повышает падение выходного напряжения и увеличивает потери мощности в преобразователе. Поэтому активное сопротивление делителей тока должно быть минимальным.

3. Скорость нарастания прямого тока обратно пропорциональна эквивалентной индуктивности цепи вентиля.

4. При расчете преобразователей средней мощности необходимо учитывать активное сопротивление трансформатора и вентильных цепей.

## Л и т е р а т у р а

1. И.Л. К а г а н о в. Электронные и ионные преобразователи, часть 3. ГЭИ, М-Л., 1956.
2. Комплектное тиристорное устройство серии КТУ (каталог). Таллин, 1973.

The Effect of the Inductive Current Dividers  
on the Rectifier Characteristics

Summary

Results of the theoretical analysis of electromagnetic processes in a controllable rectifier are presented with the load current being ideally smoothed and effective resistances of the divider being taken into account.

Calculating formulae for instantaneous value determination of the semiconductor rectifier currents and the divider output voltage at the commutation stage are obtained, as well as for the determination of the commutation angle, of the increase of forward current speed and of mean value of voltage drop in the rectifier.

The results of the commutation angle calculations as well as of voltage drop calculations for KTY - 460/320 BP divider are presented.



УДК 621.318.1

Я.Я. Ярвик, А.Н. Юлгин

ПРОГРАММЫ РАСЧЁТА НА ЦЕМ И МАГНИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ НАМАГНИЧИВАНИИ ПОСТОЯННЫМ И ПЕРЕМЕННЫМ ПОЛЯМИ

Введение

При расчёте подмагничиваемых постоянным током электромагнитных устройств, в частности управляемых реакторов, необходимо знать характер изменения магнитной индукции в магнитопроводе в зависимости от изменения напряжённости магнитного поля, создаваемого током в обмотке. Напряжённость состоит из постоянной составляющей  $H_0$  и синусоидальной переменной составляющей с амплитудой  $H_{1m}$ . Магнитная индукция изменяется по сложному закону и имеет периодический характер. При расчёте реактора наиболее важно знать изменение постоянной составляющей  $B_0$  и  $I$ -й гармоники магнитной индукции  $B_{1m}$  в зависимости от изменения  $H_{1m}$  при некоторых различных постоянных значениях  $H_0$ , т.е. необходимо знать функции  $B_0 = f_1(H_{1m})$  и  $B_{1m} = f_2(H_{1m})$  при  $H_0 = \text{const}$ .

Получение этих характеристик возможно экспериментальным и расчётным путями. В [1] и в других литературных источниках приведены расчётные характеристики для сравнительно узкого диапазона изменения напряжённости и индукции. Лишь в [2] для одной марки горячекатанной стали Э41 заданы характеристики в широком диапазоне.

Управляемые реакторы могут быть выполнены из различных марок стали на разные мощности, включая мощность наиболее крупных турбогенераторов. Для расчета последних требуется характеристика намагничивания при  $H_{1m}$  и  $H_0$  до 1000 А/см и

более. При столь высоких напряженностях преимущества расчетного метода перед экспериментальным очевидны.

### Методики и программы расчета

Существует несколько методик расчета характеристик. С целью выбора наиболее приемлемой, сравним их. При первой, например, основную кривую намагничивания стали, заданную табличным способом, аппроксимируют отрезками прямых. Период переменной составляющей напряженности разбиваем на  $N$  равных интервалов. Далее находятся значения напряженности в каждый интервал времени:

$$H = H_0 + H_{1m} \sin t,$$

а по этим значениям находятся значения индукции в соответствующие моменты времени. Функцию  $B = B(t)$  можно разложить в ряд Фурье. Нас интересует только постоянная составляющая

$B_0 = \frac{1}{T} \int_0^T B(t) dt$  и 1-я гармоника ряда  $B_{1m} = \frac{2}{T} \int_0^T B(t) \sin t dt$ . Эти интегралы находятся методом трапеций по имеющимся у нас  $N$  точкам. При указанном выше широком диапазоне изменения  $H_{1m}$  для функций  $B_0 = f_1(H_{1m})$  и  $B_{1m} = f_2(H_{1m})$  при  $H_0 = \text{const}$  требуется взять около 100 значений  $H_{1m}$  и 10-12 значений  $H_0$ , т.е. для получения семейства кривых необходимо вычислить примерно 1000...1200 расчетных значений.

Этим методом искомые кривые были вычислены на ЦВМ "Минск-32" при 100 значениях  $H_{1m}$  и 11 значениях  $H_0$  ( $N = 90$ ) в течение одного часа. Однако погрешность результатов превысила точность задания кривой намагничивания. Погрешность можно уменьшить увеличением  $N$ . Время решения прямо пропорционально величине  $N$ . При увеличении его погрешность уменьшается медленно, поэтому получение результатов с достаточной точностью при удовлетворительном времени решения затруднительно. Это создало необходимость выбора более точного и быстродействующего метода. Второй метод отличается от первого тем, что интегралы находятся не методом трапеций, а более точным методом Симпсона и основная кривая намагничивания кусочно аппроксимируется полиномом  $n$ -го порядка, где  $n$  задается в исходных данных. Таким образом второй метод



более общий, чем первый. При  $n = 1$  получим первый метод решения.

При малом  $n$  ( $n = 1; 2$ ) аппроксимированная кривая довольно сильно отличается от реальной кривой при малых значениях  $H$ . Но при большом  $n$  и больших значениях напряжённости  $H$  ( $n = 6; 7; 8$  и  $H > 500$  А/см) возникают большие погрешности самих вычислений в машине при возведении чисел в высокую степень и решении систем большого числа уравнений, следовательно, существует с точки зрения достижимой точности, оптимальное значение  $n$ .

Результаты исследований, проведенные по специальной программе для проверки точности аппроксимации приведены в таблице I. Было исследовано 5 случаев аппроксимации кривой намагничивания в четырёх точках (вначале, в середине и в конце), причём аппроксимация производилась: прямыми (№ 1), параболой (№ 2), кривыми 3-го порядка (№ 3), кривыми 4-го порядка (№ 4), кривыми 5-го порядка (№ 5).

Т а б л и ц а I

№ способа аппроксимации	Относительная погрешность в %			
	в начале кривой		в середине кривой	
	$H=0,98$ А/см	$H=4,35$ А/см	$H=76$ А/см	$H=845$ А/см
1	0,98	0,21	0,185	0,052
2	0,35	0,03	0,08	0,03
3	0,17	0,021	0,062	0,001
4	0,05	0,019	0,058	0,05
5	0,006	0,023	0,06	0,15

Как видно из таблицы I, наименьшие погрешности в границах всего интервала изменения  $H$  ( $0 < H < 1000$  А/см) получаются при аппроксимации по 5 точкам кривыми 4-го порядка, чему соответствует в таблице 4-я строка.

Время решения зависит от степени полинома  $n$  незначительно. Поэтому, при нахождении зависимостей  $B_0 = f_1(H_{1m})$  и

$B_{1m} = f_2(H_{1m})$  использовалось оптимальное значение  $n = 4$ . Расчеты показали, что если число разбиений  $N$  невелико ( $N \leq 60$ ), то погрешность результатов одинакова для обоих методов. При  $N \geq 100$  точность второго метода значительно выше первого и не уступает точности задания исходной кривой намагничивания. Однако время решения при этом более часа, что является неудовлетворительным. Это послужило причиной применения третьего метода.

Последний метод принципиально отличается от предыдущих тем, что интегралы здесь находятся не приближенными методами (метод трапеций, метод Симпсона), а точно, поскольку интегралы выражаются в элементарных функциях. Таким образом, погрешности данного метода обусловлены только аппроксимацией основной кривой намагничивания и точностью задания этой кривой.

Используя аппроксимацию полиномом 4-й степени, выражение для индукции в интервале  $(H_k; H_{k+4})$  имеет вид:

$$B = a_1 H^4 + a_2 H^3 + a_3 H^2 + a_4 H + a_5.$$

где  $H_k$  — значение напряженности в  $k$ -той точке;

$H$  — мгновенное значение напряженности;

$B$  — мгновенное значение индукции в указанном интервале;

$a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$  — коэффициенты, зависящие от характера кривой намагничивания в данном интервале.

В рассматриваемом случае напряженность изменяется по закону:

$$H = H_0 + H_{1m} \sin t.$$

Из этого уравнения выражаем:

$$t = \arcsin \frac{H - H_0}{H_{1m}}.$$

Следовательно, время соответственно принадлежит интервалу:

$$\left[ \arcsin \frac{H_k - H_0}{H_{1m}}; \arcsin \frac{H_{k+4} - H_0}{H_{1m}} \right].$$

Для получения требуемых характеристик необходимо найти интегралы:



$$B_0 = \frac{1}{T} \int_0^T B(t) dt \quad \text{и} \quad B_{1m} = \frac{2}{T} \int_0^T B(t) \sin t dt.$$

Первый интеграл при принятом способе аппроксимации выражается следующей зависимостью:

$$\int_0^T B(t) dt = \sum_{k=0,4,8,\dots}^N \frac{\arcsin \frac{H_{k+4}-H_0}{H_{1m}}}{\arcsin \frac{H_k-H_0}{H_{1m}}} \int B(t) dt.$$

Аналогично получается второй интеграл:

$$\int_0^T B(t) \sin t dt = \sum_{k=0,4,8,\dots}^N \frac{\arcsin \frac{H_{k+4}-H_0}{H_{1m}}}{\arcsin \frac{H_k-H_0}{H_{1m}}} \int B(t) \sin t dt.$$

Эти интегралы выражаются в элементарных функциях, так как связь индукции и напряжённостей следующая:

$$B(t) = a_1(H_0 + H_{1m} \sin t)^4 + a_2(H_0 + H_{1m} \sin t)^3 + a_3(H_0 + H_{1m} \sin t)^2 + a_4(H_0 + H_{1m} \sin t) + a_5.$$

При таком методе расчёта характеристик намагничивания программирование значительно сложнее, однако это компенсируется сравнительно малым временем решения и хорошей точностью результатов. Программа была составлена на алгоритмическом языке "Малгол - 72" (см. приложение). Исходными данными программы являются основная кривая намагничивания, т.е. значения напряжённости и соответствующие значения индукции в N точках, область изменения  $H_{1m}$  и  $H_0$  и текстовый массив, в котором заключается информация о марке стали и типе расчётных кривых, для более наглядного вывода результатов. Таким образом, программа универсальна, т.е. можно получить характеристики в любом диапазоне и для любой марки стали, у которой известна кривая намагничивания. Результаты расчёта в необходимом количестве экземпляров печатаются в виде таблиц и графиков. По этой программе время решения получилось также более часа. В связи с этим, в окончательном

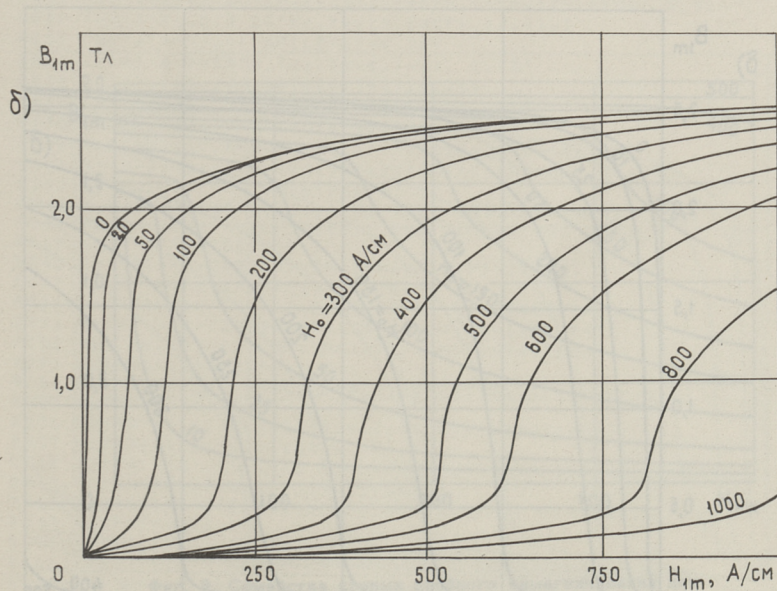
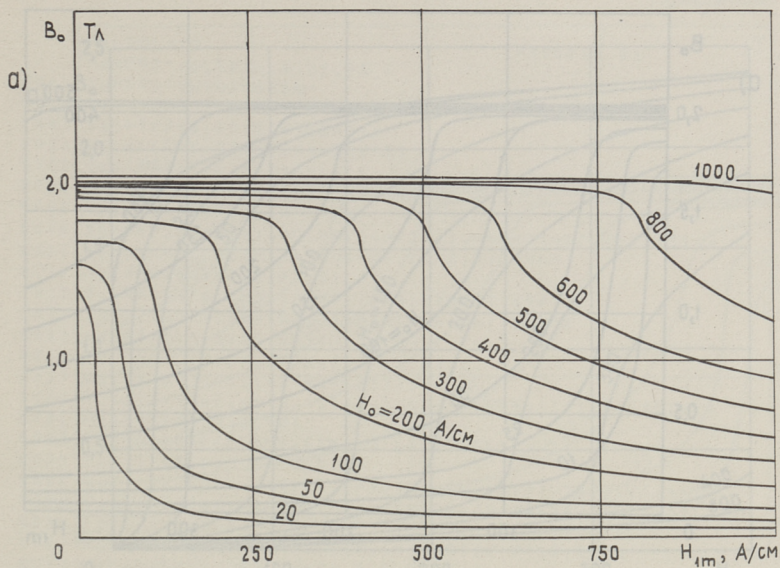
варианте программы использовалась аппроксимация полиномом третьей степени. Программа является аналогичной предыдущей и обеспечивает точность решения не менее точности задания исходной кривой намагничивания. Она приведена в приложении. С использованием программы получены семейства кривых двойного намагничивания для сталей 34I, 342, 343, Э330 и Э350, представленные на фиг. 1...4. Время решения на ЭВМ "Минск-32" при 100 значениях  $H_{1m}$  и 11 значениях  $H_0$  равно 20 минутам.

Найденные характеристики  $B_{1m} = f_1(H_{1m})$  применимы для электромагнитного расчета подмагничиваемых устройств и (при  $H_0 = 0$ ) обычных электрических машин переменного тока. Семейства  $B_0 = f_2(H_{1m})$  применимы для определения динамических свойств различных подмагничиваемых устройств.

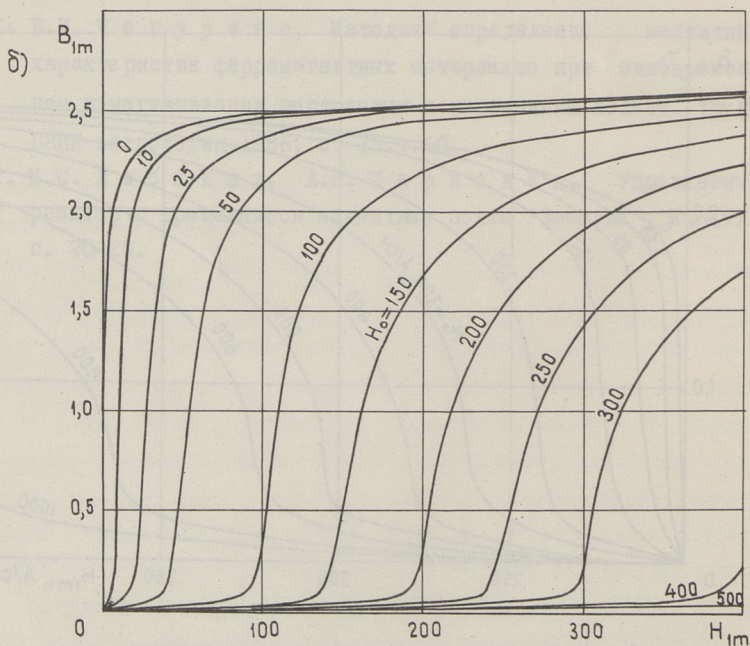
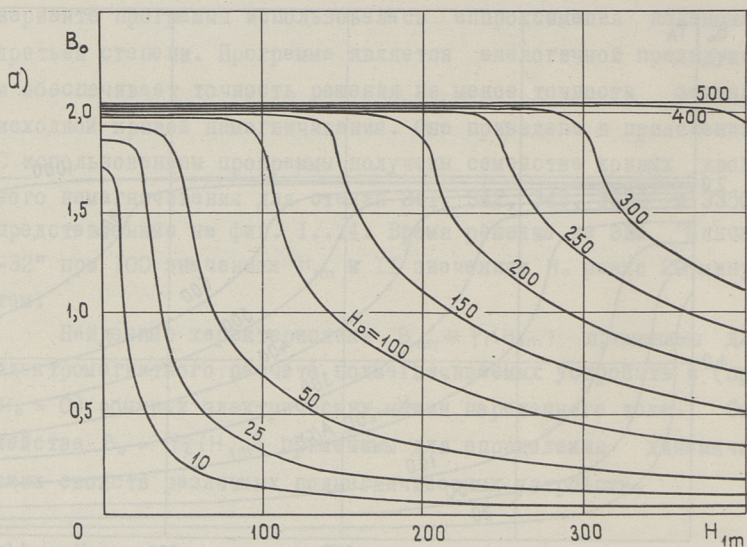
#### Л и т е р а т у р а

1. Е.И. Чегурина, Методика определения магнитных характеристик ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями. Труды ВНИИ метрологии 1966, с. 15...40.
2. М.С. Либкинд, А.К. Черновец, Управляемый реактор с вращающимся магнитным полем "Энергия", М., 1971, с. 20-26.



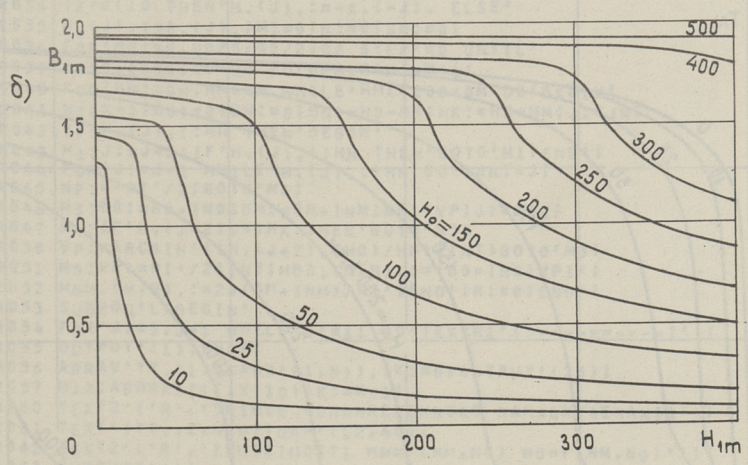
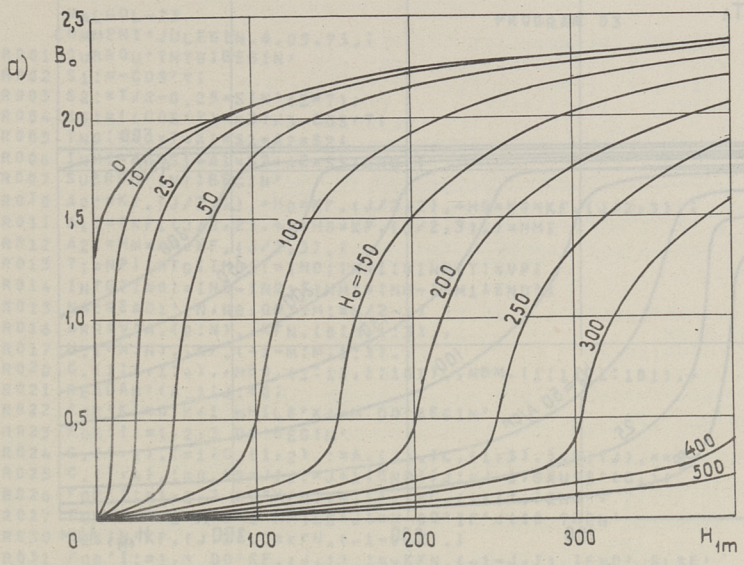


Фиг. 1. Семейства кривых двойного намагничивания для электротехнической стали Э41, Э42, Э43: а -  $B_0 = f_1(H_{1m})$ ; б -  $B_{1m} = f_2(H_{1m})$  при  $H_0 = \text{const}$ .

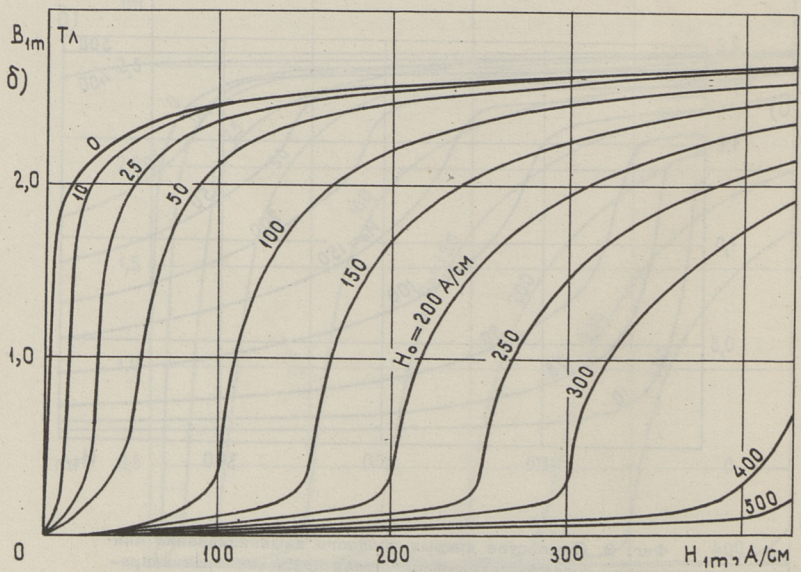
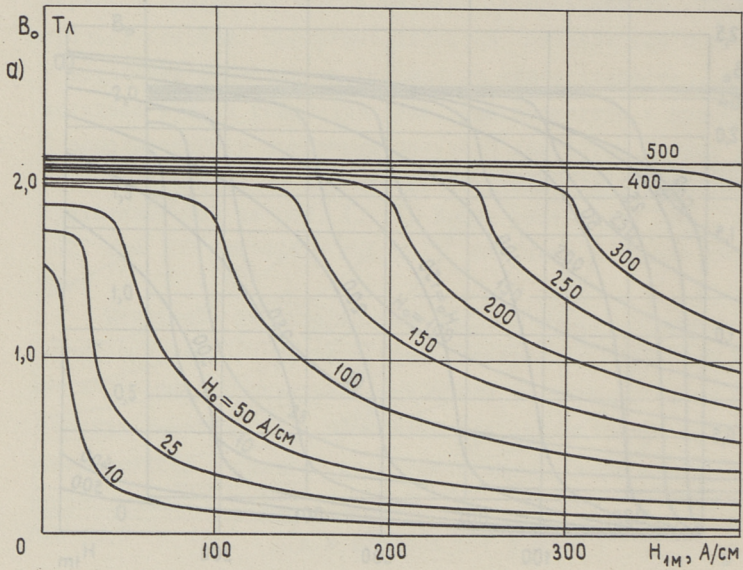


Фиг. 2. Семейства кривых двойного намагничивания для электротехнической стали Э330 вдоль направления прокатки: а -  $B_0 = f_1(H_{1m})$ ; б -  $B_{1m} = f_2(H_{1m})$  при  $H_0 = \text{const.}$





Фиг. 3. Семейства кривых двойного намагничивания для электротехнической стали Э330 поперек направления прокатки:  $\alpha - B_0 = f_1(H_{1m})$ ;  $\delta - B_{1m} = f_2(H_{1m})$  при  $H_0 = \text{const}$ .



Фиг. 4. Семейства кривых двойного намагничивания для электротехнической стали Э350: а -  $B_0 = f_1(H_{1m})$ ; б -  $B_{1m} = f_2(H_{1m})$  при  $H_0 = \text{const}$ .



```

MALGOL-73
COMMENT 'JULEGIN.6.05.73.';
PROGRAM 03
R001 SUBROUTINE INTG; BEGIN
R002 S1:=-COS'T;
R003 S2:=T/2-0.25*SIN'(2*T);
R004 S3:=(COS'T)*3/3-COS'T;
R005 IN0:=A0*T+A1*S1+A2*S2;
R006 INM:=A0*S1+A1*S2+A2*S3; END;
R007 SUBROUTINE INT; BEGIN
R010 A0:=KF.(J/2,1)+H0*KF.(J/2,2)+H0*H0*KF.(J/2,3);
R011 A1:=(KF.(J/2,2)+2*H0*KF.(J/2,3))*HM;
R012 A2:=HM*HM*KF.(J/2,3);
R013 T:=NP; INTG; IN01:=IN0; INM1:=INM; T:=VP;
R014 INTG; IN0:=IN0-IN01; INM:=INM-INM1; END;
R015 NA:READ1'(N,Q0,QM); M:=N/2-1;
R016 ARRAY A.(0:N), KFN.(0:M,1:3);
R017 H.(-N:N), KF.(-1-M:M,1:3);
R020 C.(1:3,1:4), MBO.(1:1,1:101), MBM.(1:1,1:101);
R021 READAR'(A); J:=0;
R022 FOR'K:=0,K+1 WHILE'K(=M DO'BEGIN'
R023 FOR'I:=1,2,3 DO'BEGIN'
R024 C.(I,1):=1; C.(I,2):=A.(J); C.(I,3):=A.(J),**2;
R025 C.(I,4):=0.05*J; J:=J+1; END; J:=J-1; GAUSS'(C);
R026 FOR'I:=1,2,3 DO'KFN.(K,I):=C.(I,I); END;
R027 FOR'J:=-1-M,J+1 WHILE'J(=M DO'IF'J(:0 THEN'
R030 BEGIN'KF.(J,2):=KFN.(-1-J,2);
R031 FOR'I:=1,3 DO'KF.(J,I):=-KFN.(-1-J,I); END' ELSE'
R032 FOR'I:=1,2,3 DO'KF.(J,I):=KFN.(J,I);
R033 FOR'J:=-N,J+1 WHILE'J(=N DO'
R034 IF'J(:0 THEN'H.(J):=-A.(-J). ELSE'
R035 H.(J):=A.(J); M:=0; N:=0; JN:=0;
R036 FOR'H0:=0,Q0/5,Q0/2,Q0 STEP'Q0 UNTIL'
R037 6*xQ0,8*xQ0,10*xQ0 DO'BEGIN'M:=M+1;
R040 FOR'HM:=QM,HM+QM WHILE'HM(=100*QM DO'BEGIN'
R041 N:=N+1; B0:=0; BM:=0; HN:=H0-HM; HK:=H0+HM; J:=JN;
R042 IF'H.(J).(HN THEN'BEGIN'
R043 M1:J:=J+2; IF'H.(J).(HN THEN'GOTO'M1; END;
R044 FOR'J:=J-2 WHILE'H.(J).(HN DO'; JN:=J;
R045 NP:=-PI'/2; GOTO'M4;
R046 M3:B0:=B0+IN0; BM:=BM+INM; NP:=VP; J:=J+2;
R047 M4:IF'H.(J+2).(HK THEN'GOTO'M5;
R050 VP:=ARCSIN'((H.(J+2)-H0)/HM); INT; GOTO'M3;
R051 M5:VP:=PI'/2; INT; MBO.(M,N):=(B0+IN0)/PI';
R052 MBM.(M,N):=2*(BM+INM)/PI'; END; N:=0; END;
R053 SUBROUTINE L; BEGIN'
R054 FOR'J:=1,J+1 WHILE'J(=11 DO'TEXTR1'('-----I');
R055 OUTPUT'(1); END;
R056 ARRAY TT.(1:READX'(1,N)); K:=0; OUTPUT'(25);
R057 NA2:ADDRESS'(FIX'10); K:=K+1;
R060 TEXT2'('R','KRIWYE ODNAWREMENNOGO NAMAGNI4EWANIQ');
R061 TEXT'(TT,1,N,0); GAP'(12,40);
R062 TEXT2'('R','ZAWISIMOSTI WM=F(NM,N0) W0=F(NM,N0)');
R063 OUTPUT'(4);
R064 TEXTR1'(' ---I'); L;
R065 TEXTR1'(' *H0I');
R066 FOR'H0:=0,Q0/5,Q0/2,Q0 STEP'Q0 UNTIL'6*xQ0,8*xQ0,10*xQ0 DO'
R067 TEXTR1'('5,0,H0, ' I'); OUTPUT'(1);
R070 TEXTR1'(' * I'); L;
R071 TEXTR1'(' HM*I');
R072 FOR'J:=1,J+1 WHILE'J(=11 DO'TEXTR1'(' B0 BM I');
R073 OUTPUT'(1);
R074 TEXTR1'(' ---I'); L; I:=0;
R075 FOR'HM:=0,HM+QM WHILE'HM(=100*QM DO'BEGIN'I:=I+1;

```

```

R076 TEXTR1'(4,0,HM,'I');
R077 FOR'J:=1,J+1 WHILE'J(=11 DO'
R100 TEXTR1'(1,2,MB0.(J,I),,MPM.(J,I),,'I');
R101 OUTPUT'(1);TEXTR1>(' I');L;END';
R102 GAP'(10,25);TEXT2>('R','HARAKTERISTIKA WO=F(NM,NO)');
R103 TEXT'(TT.,,1,N,0);OUTPUT'(5);GRAPH'(MB0.,,1,10,10*QM);
R104 GAP'(10,25);TEXT2>('R','HARAKTERISTIKA WM=F(NM,NO)');
R105 TEXT'(TT.,,1,N,0);OUTPUT'(5);
R106 GRAPH'(MBM.,,1,10,10*QM);OUTPUT'(5);
R107 IF'K(:4 THEN'GOTO'NA2;
R110 STOP';START'NA;FINISH';
R111

```

COMMENT'JULEGIN.6.05.73.;

MEMORY PLAN

VARIABLES		3046	JN
3005	S1	3050	B0
3006	T	3051	BM
3007	S2	3052	MN
3010	S3	3053	HK
3011	IN0	TABLE OF ARRAYS	
3012	A0	3152	KF
3013	A1	3153	A
3014	A2	3154	KFN
3015	INM	3155	H
3017	J	3156	C
3020	H0	3157	MB0
3025	HM	3160	MBM
3027	NP	3161	TT
3030	IN01	SUBROUTINES	
3031	INM1	3204	3243 INTG
3032	VP	3245	3334 INT
3033	N	3432	3531
3034	RO	3441	3503
3035	RM	3516	3530
3036	M	3546	3633
3041	K	3573	3607
3042	I	3620	3632
3647	3675	2075	2127 OUTPUT
3733	4101	2130	2164 REAUX
3751	4077	2165	2170 ADDRKS
4015	4015	2203	2275 TEXI2
4103	4124	2276	2362 TEXI
4116	4121	2363	2405 GAP
4241	4246	2406	2770 GRAPH
4273	4276	FUNCTIONS	
4323	4373	0573 -	0631 SIN
4344	4364	0534 -	0572 COS
LABELS		1461 -	1527 ARCSIN
3335	NA	2171 -	2202 FIX
3770	M1	0632 -	0766 **
4022	M3	OPERATING VARIABLES	
4026	M4	3065 -	3066
4055	M5	CONSTANTS	
4141	NA2	3067 -	3151
PROCEDURES		PROGRAM	
0767	1104 READ1	3172 -	4464
1105	1216 ARRAY	START 0:00	
1217	1322 READAR		
1323	1460 GAUSS		
1530	2072 TEXTR1		



Berechnungsprogramme und magnetische Kennlinien  
der ferromagnetischen Materialien bei der gleich-  
zeitigen Magnetisierung mit dem Gleichstromfeld  
und Wechselstromfeld

Zusammenfassung

In dem vorliegenden Beitrag sind einige Berechnungsmöglichkeiten und Berechnungsprogramme der magnetischen Kennlinien der ferromagnetischen Materialien verglichen worden, wobei das Material gleichzeitig mit dem Gleichstromfeld und Wechselstromfeld magnetisiert wird. Es sind die Ergebnisse der Berechnung der Kennlinien für 3 Stahlmarken gegeben.





В.С. Орлов, Я.Я. Ярвик

ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ РАССЕЙНИЯ ТРЁХФАЗНОЙ ОБМОТКИ  
 НА МОЩНОСТЬ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ УПРАВЛЯЕМОГО РЕАКТОРА

Введение

Мощность системы подмагничивания управляемого реактора (УР) с вращающимся магнитным полем ВМП относительно невелика [1]. Так, для первого опытно-промышленного образца мощностью 150 кВА [2] она составляет 0,55 кВт. Дальнейшего уменьшения мощности подмагничивания, которое улучшает технико-экономические показатели аппарата, можно достичь снижением величины сопротивления рассеяния трёхфазной рабочей обмотки. Другие способы снижения мощности подмагничивания ниже не рассматриваются.

При равенстве номинальных параметров и диапазона регулирования УР требуемая величина напряжённости поля подмагничивания  $H_0$  зависит от величины переменной индукции  $B_{1m}$  и напряжённости поля  $H_{cp}$  в подмагничиваемом ядре. Напряжённость переменного поля  $H_{cp}$  выражается зависимостью [1]:

$$H_{cp} \approx \frac{(I_n - I_{x.x}) 2,7 w K_{w1}}{p l_{cp}}, \quad (1)$$

- где  $I_n$  и  $I_{x.x}$  - номинальный ток холостого хода УР;  
 $K_{w1}$  - обмоточный коэффициент для основной гармонической;  
 $w$  - число витков в трёхфазной обмотке;  
 $p$  - число пар полюсов;  
 $l_{cp}$  - длина средней магнитной линии в подмагничиваемом ядре.

При неизменном значении  $H_{\text{ср}}^{\sim}$ , исходя из кривых намагничивания ярем постоянным и вращающимся магнитными полями [6], следует, что с увеличением амплитудного значения основной гармонической индукции  $B_{1m}$  напряжённость  $H_0$  уменьшается, что приводит к уменьшению требуемого тока управления:

$$I_y = \frac{H_0 \cdot \pi \cdot D_{\text{ср}}}{w}, \quad (2)$$

где  $D_{\text{ср}}$  - средний диаметр подмагничиваемого ярма;  
 $w_0$  - число витков обмотки управления.

Величина  $B_{1m}$  зависит от э.д.с.  $E_1$ , наводимой основным потоком в трёхфазной обмотке:

$$B_{1m} = \frac{E_1}{4,44 \cdot f \cdot K_{w1} \cdot w \cdot S_{\text{я}}}, \quad (3)$$

где  $f$  - частота сети;  
 $S_{\text{я}}$  - сечение подмагничиваемого ярма.

При пренебрежении активным сопротивлением трёхфазных обмоток э.д.с.  $E_1$  определяется по формуле:

$$E_1 = U_{\phi} - I_{\phi} X_s, \quad (4)$$

где  $U_{\phi}$ ,  $I_{\phi}$  - фазное напряжение и ток трёхфазной обмотки,<sup>\*</sup>  
 $X_s$  - индуктивное сопротивление рассеяния.

Из формулы (4) следует, что увеличения значения  $E_1$ , уменьшения  $H_0$  и тока управления  $I_0$  можно достичь уменьшением составляющей  $I_{\phi} X_s$ . На величину  $X_s$ , как будет указано ниже, влияют взаиморасположение трёхфазной и управляющей обмоток в пазах и величина воздушного зазора и его положение по высоте паз.

Выразив э.д.с. трёхфазной обмотки через основной поток и ток УР через н.с. на пару полюсов  $2F$ , получим выражение полного индуктивного сопротивления реактора  $X_p$  в виде:

$$X_p = X_s + X_{\mu} = \frac{12 \cdot K_{w1}^2 \cdot w^2 \cdot f \cdot \Phi_{1m}}{p \cdot 2F}, \quad (5)$$

где  $X_{\mu}$  - сопротивление намагничивания реактора.

<sup>\*</sup> В случае УР последовательного включения в формулу (4) вместо  $U_{\phi}$  следует подставить  $\Delta U_{\phi}$  - падение напряжения на реакторе.



Сопротивление рассеяния складывается, в основном, из двух составляющих, величина которых в некоторой степени изменяемая: из пазового  $X_n$  и лобового  $X_\lambda$ . Ниже рассмотрим их в отдельности.

### Пазовое рассеяние $X_n$

При изменении магнитного состояния подмагничиваемого ярма изменяется н.с. этого участка и величина тока УР. Согласно [1], основная доля н.с. на пару полюсов (около 90 %) в номинальном режиме приходится на подмагничиваемое ярмо. Поэтому в таких режимах, при рассмотрении пазового рассеяния, допустимо пренебрежение некоторым изменением потока и формы кривой поля на неподмагничиваемых участках.

При холостом ходе пазовое рассеяние определяется, в основном, сопротивлением воздушного промежутка. Пренебрегая сопротивлением ненасыщенных участков, индуктивное сопротивление пазового рассеяния с учётом взаимодействия верхних и нижних сторон катушек, согласно [3], определяется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} X_n &= K \frac{2p \cdot l_i}{z} \left\{ \frac{3y+1}{4} \left( \frac{h_x + 3h_k}{3b_n} \right) \right\} \% , \\ K &= 0,407 \cdot \left( \frac{W}{10} \right)^2 \frac{I_n}{U_n} \cdot \frac{f}{50} \cdot \frac{1}{P} , \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $U_n$  - номинальное напряжение УР,  $l_i$  - активная длина стали,

$z$  - число пазов, занятых трёхфазной обмоткой,

$y$  - укорочение шага обмотки,

$h_x, h_k$  и  $b_n$  - размеры паза, зависящие от конструктивного исполнения зубцовой зоны и взаиморасположения рабочих обмотки и обмотки управления (рис. 1а, б, в, г).

Для УР с закрытым пазом картина потока пазового рассеяния при подмагничивании показана на фиг. 1. При подмагничивании магнитное сопротивление подмагничиваемого ярма возрастает, что приводит к перераспределению потока пазового рассеяния и паз "открывается" в сторону подмагничиваемого ярма. Индуктивное сопротивление пазового рассеяния в пер-

вом приближении равно сопротивлению пазового рассеяния при холостом ходе, так как сопротивление магнитного пути, по которому замыкается поток рассеяния (ненасыщенные зубцы, неподмагничиваемое ярмо и воздушный промежуток), изменяется незначительно.

При шихтованном магнитопроводе картина распределения потока пазового рассеяния практически не отличается от ранее приведённой.

При наличии явно выраженного зазора картина распределения потока пазового рассеяния в зависимости от степени подмагничивания несколько изменяется. В режиме холостого хода поток будет замыкаться через подмагничиваемое ярмо. При подмагничивании, когда сопротивление участка подмагничиваемого ярма становится соизмеримым с сопротивлением воздушного промежутка, картина потока изменится. Паз "открывается" в сторону, противоположную зазору, фиг. 1б.

Насыщение подмагничиваемого ярма можно учесть, вводя в формулу (6) вместо действительной ширины паза  $b_n$  эмпирически полученную расчётную ширину паза  $b_{n\text{расч}}$

$$b_{n\text{расч}} = b_n + K_\delta \cdot 2\delta, \quad (7)$$

где  $\delta$  — величина воздушного промежутка;

$K_\delta$  — коэффициент воздушного зазора,  $K_\delta = 1, 2 \dots 1, 7$ .

Учитывая, что величина воздушного зазора в УР определяется только технологическими соображениями ( $\delta = 0, 5 \dots 2 \text{ мм}$ ), то поправка по формуле (7) имеет величину порядка  $5 \dots 10 \%$   $b_n$ .

При подмагничивании обоих ярем проводимость паза следует определять с учётом изменения их магнитного состояния. Проводимость паза определится как сумма проводимостей паза  $\Lambda_n$  и ярма  $\Lambda_y$ ,

$$\Lambda'_n = \Lambda_n + \Lambda_y. \quad (8)$$

Проводимость ярма можно определить по формуле:

$$\Lambda_y = \frac{\mu' \cdot h_j}{b_n + b_z}, \quad (9)$$



где  $h_j$  - высота ярма,  $b_z$  - ширина части зубца, примыкающего к ярму,  $\mu'$  - магнитная проницаемость ярма.

Магнитная проницаемость подмагничиваемого ярма определяется значениями  $B_0$  и  $H_{ср}^{\sim}$ , найденными по кривым намагничивания ярма постоянным и вращающимся полями [6].

$$\mu' = \frac{B_0}{\mu_0 \cdot H_{ср}^{\sim}}, \quad (10)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м - магнитная постоянная.

Экспериментальные исследования, проведённые на реакторах мощностью от 5 до 15 кВАр подтвердили справедливость приведённых выражений. В моделях для исследования токо-распределений по высоте паза были заложены измерительные обмотки, при помощи которых измерялись э.д.с., пропорциональные индукциям на различных участках магнитопровода. По известным параметрам измерительных обмоток определялась индукция по участкам.

Рассмотрим, как влияет конструкция УР на сопротивление пазового рассеяния, величину которого можно рассчитать по формуле (6). Приведём выражения для расчёта проводимости пазового рассеяния в четырёх разных случаях взаиморасположения трёхфазной обмотки, обмотки управления и паза:

1) закрытый паз (фиг. 1а)

$$\Lambda_n = \frac{3y+1}{4} \left( \frac{h_1 + 3h_2}{3b_n} \right); \quad (11)$$

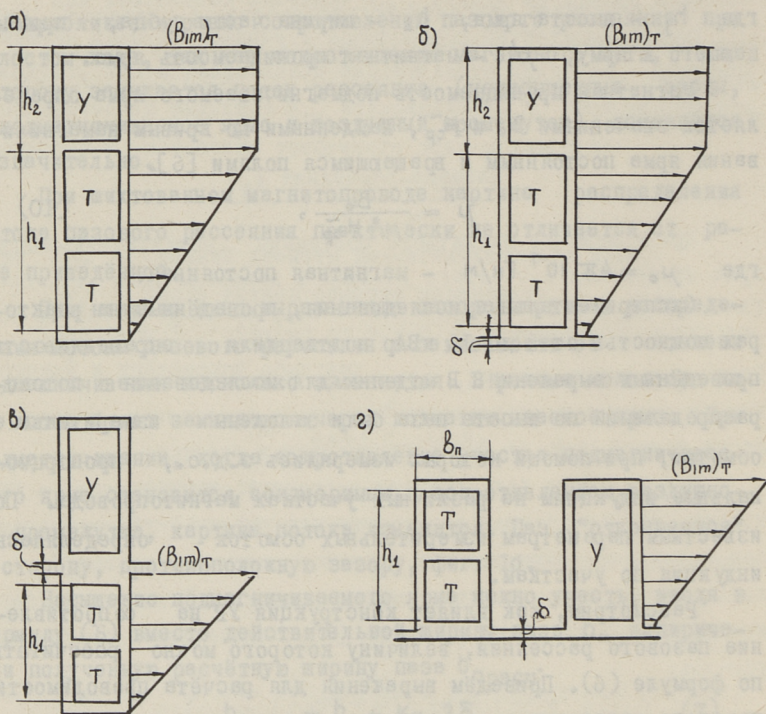
2) при наличии зазора и расположении обмоток в общем пазу (фиг. 1б)

$$\Lambda_n = \frac{3y+1}{4} \left( \frac{h_1 + 3h_2 + 3h_k}{3b_{расч}} \right); \quad (12)$$

3) обмотки располагаются в разных пазах (фиг. 2в, г)

$$\Lambda_n = \frac{3y+1}{4} \left( \frac{h_1 + 3h_k}{3b_{расч}} \right). \quad (13)$$

Для варианта фиг. 1в расчётная ширина паза  $b_{расч}$  равна  $b_n$ . При варианте фиг. 1г, когда поперечный поток пазового рассеяния встречает на своём пути зазор, равный  $2b_n$ , за расчётную ширину паза следует принять  $b_{расч} = 2b_n$ . Это



Фиг. 1. Конструктивное исполнение и распределение потока рассеяния по высоте паза реактора:  
 а - с закрытым пазом без зазора;  
 б - с зазором и расположением обмоток в одном пазу;  
 в - с расположением обмоток в разных пазах;  
 г - с расположением обмоток через паз.  
 У - обмотка управления; Т - трехфазная обмотка.

вызвано тем, что трёхфазной обмоткой заняты "q" пазов, а не отдельный паз, как это можно было допустить в ранее рассмотренных вариантах.

Из вышесказанного следует, что наиболее предпочтительной с точки зрения уменьшения сопротивления рассеяния реактора, а, следовательно, и уменьшения мощности подмагничивания, является конструкция с размещением обмоток в разных пазах (фиг. 1г,в). Эта конструкция более целесообразна и с точки зрения изготовления реактора, и его ремонта, так как улучшается доступ к обмоткам. Другой путь уменьшения  $X_n$ , изменением соотношения  $h_n/b_n$ , следует из уравнения (6). При



этом следует иметь в виду, что уменьшение соотношения  $h_n/b_n < 2$  приводит к технологическим затруднениям отгибов лобовых частей и, в случае клина, не приводит к желаемому результату, так как при этом увеличивается высота клина  $h_k \approx 0,35 b_n$ .

Для реактора не пригоден способ уменьшения сопротивления рассеяния путём выноса трёхфазной обмотки в воздушный зазор или выполнение зубцов из немагнитного материала, как это практикуется, например, в ударных генераторах [4]. Такой путь уменьшения сопротивления рассеяния пазов привёл бы к недопустимому уменьшению коэффициента регулирования, так как н.с. холостого хода резко возрастает за счёт н.с. эквивалентного зазора.

#### Лобовое рассеяние $X_L$

Уменьшения сопротивления рассеяния реактора можно достичь за счёт уменьшения сопротивления рассеяния лобовых частей [3].

$$X_L = K \frac{0,3}{2p} (3y + 1) D_p \cdot 10^{-4} \% \quad (14)$$

Согласно (14), с уменьшением диаметра расточки "статора"  $D_p$  сопротивление лобовых частей уменьшается. По опыту электромашиностроения, исходя из условий минимума расхода активных материалов, коэффициент геометрии полюса  $\beta$  должен находиться в пределах  $\beta = 0,5 \dots 0,7$ . Соотношение  $D_p/l_i$  и, следовательно, диаметр расточки "статора" пропорционален  $\beta$ . Их взаимосвязь следующая:

$$D_p = \frac{2p \cdot l_i}{\pi} \cdot \beta \quad (15)$$

Из (15) видно, что возможности уменьшения  $X_L$  уменьшением  $D_p$  ограничены. Сопротивление лобовых частей можно значительно уменьшить экранированием [4]. Как показали экспериментальные исследования, экранированием можно  $X_L$  уменьшить на 40-50%. Толщина экранов при частоте 50 Гц должна быть доста-

точной с учётом глубины проникновения электромагнитной волны. Однако наличие больших значений чётных гармоник (2-я гармоника - до 60 % от основной, 4-я гармоника - 20 % от основной и т.д.) делает эффективными и менее толстые экраны.

Расчёты показали, что уменьшение сопротивления рассеяния за счёт выбора конструкции, соотношения размеров паза и экранирования позволяет уменьшить мощность системы подмагничивания для шунтовых реакторов на 25 %, а для реакторов последовательного включения - на 40 %. Как правило, УР последовательного включения работает в области пониженных индукций в подмагничиваемом ядре, а потому увеличение индукции на небольшую величину порядка 0,1 Тл приводит к резкому уменьшению  $H_0$ , и, следовательно, тока управления  $I_0$ .

С точки зрения расхода активных материалов все конструкции примерно равноценны. Таким образом, говоря об экономической стороне, следует иметь в виду главным образом уменьшение мощности источника подмагничивания и уменьшение сечения меди обмотки управления при одной и той же плотности тока. С технической точки зрения уменьшение сопротивления рассеяния приводит к уменьшению потери напряжения в реакторах последовательного включения, что имеет в отдельных случаях решающее значение [5]. Для реакторов равной мощности с ростом рабочих индукций уменьшается мощность системы подмагничивания, то есть увеличивается коэффициент усиления по мощности, но при этом несколько уменьшается коэффициент регулирования. Например, для реакторов с магнитопроводом из стали Э41, мощностью 15 мВА расчётным путём установлено, что при переходе от рабочих индукций 1,2 Тл к 1,6 Тл коэффициент усиления по мощности возрастает в 1,5 раза, а диапазон регулирования уменьшается в 1,8 раза. Сравнение показателей четырёх реакторов той же мощности с рабочими индукциями 1,0; 1,2; 1,6; 1,8 Тл позволяют определить технически оптимальную рабочую индукцию в точке пересечения зависимостей коэффициента усиления и регулирования от рабочей индукции, равной для данного реактора 1,6 Тл. Переход от индукций менее 1,6 Тл к оптимальной частично можно осуществить уменьшением



сопротивления рассеяния. Аналогичные результаты получены и при анализе экспериментальных вольтамперных характеристик модельного реактора мощностью 10 кВА. Рассмотренные выше мероприятия по снижению мощности системы подмагничивания при неизменном диапазоне регулирования на 5...10 % увеличивают быстродействие реактора.

Окончательный выбор способа выполнения обмоток необходимо производить с учётом требуемого диапазона регулирования и способа включения реактора на основе технико-экономических сравнений вариантов.

### В ы в о д ы

1. Уменьшение сопротивления рассеяния управляемого реактора приводит к уменьшению мощности системы подмагничивания.
2. Сопротивление пазового рассеяния в зависимости от степени подмагничивания изменяется вследствие перераспределения поперечного потока пазового рассеяния, что изменяет расчётную ширину паза и проводимость.
3. С точки зрения уменьшения сопротивления рассеяния наиболее предпочтительной является конструкция с размещением трёхфазной обмотки и обмотки управления в разных пазах.
4. Уменьшение сопротивления рассеяния лобовых частей целесообразно за счёт экранирования. При этом ощутимым эффектом обладают экраны, рассчитанные на частоту 2-й и 4-й гармоник.
5. За счёт уменьшения сопротивления рассеяния можно уменьшить мощность управления реактором на 25...40 %. При этом быстродействие реактора увеличивается примерно на 10 %.

### Л и т е р а т у р а

- И. М. С. Л и б к и н д, А. К. Ч е р н о в е ц. Управляемый реактор с вращающимся магнитным полем. Изд-во "Энергия", М., 1971, с. 19-39.

2. В.Ю. А в р у х и др. Опытный образец трёхфазного управляемого реактора с вращающимся магнитным полем. "Электрические станции", № 8, 1971, с. 41-44.
3. Проектирование электрических машин, под ред. П.С. Сергеева. Изд-во "Энергия", М., 1969, с. 131-141.
4. Д.А. Б о б к о в, А.А. Ч и с т я к о в. Способы снижения сверхпереходных индуктивностей ударного генератора, работающего в повторно кратковременном режиме. Сб. "Исследование полей, параметров и потерь в мощных электрических машинах". Изд-во "Наука", М.-Л., 1966.
5. А.К. Ч е р н о в е ц. Управляемый токоограничивающий реактор с вращающимся магнитным полем. Изв. АН СССР "Энергетика и транспорт", 1967, выпуск 2, с. 61 - 69.
6. Я.Я. Я р в и к. А.Н. Ю л е г и н, Программы расчета на ЦМ и магнитные характеристики ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями. Настоящий сборник, с. 45.

W. Orlow, J. Järvik

Der Einfluss des Streuwiderstandes der Dreiphasenwicklung auf die Leistung des Magnetisierungssystems der gesteuerten Drehfelddrossel

Zusammenfassung

Hier werden die Verfahren zur Verminderung des induktiven Streuwiderstandes der Dreiphasenwicklung untersucht. Vom Standpunkt der Verminderung der Magnetisierungsleistung und der Verbesserung der dynamischen Eigenschaften der gesteuerten Drehfelddrossel wird der erhaltene Effekt abgeschätzt.



## СО Д Е Р Ж А Н И Е

	Стр.
1. Л.Э.Варик, Г.К.Самолевский. Об определении основных геометрических параметров магнитной системы двухфазного асинхронного исполнительного двигателя с аксиальным потоком .....	3
2. Л.Э.Варик, А.В.Лаансоо, Ю.К.Мазинг, Л.Р.Паккас, А.Э.Ритсо, Г.К.Самолевский. О возможностях использования магнитодиэлектриков в магнитопроводах электрических микромашин .....	II
3. К.Ю.Кыннусаар. Электромагнитные процессы в схеме с делителями без магнитной и электрической связей .....	27
4. К.Ю.Кыннусаар. Влияние индуктивных делителей тока на характеристики выпрямителя .....	37
5. Я.Я.Ярвик, А.Н.Длегин. Программы расчета на ЦМ и магнитные характеристики ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями .....	45
6. В.С. Орлов, Я.Я.Ярвик. Влияние сопротивления рассеяния трехфазной обмотки на мощность подмагничивания управляемого реактора .....	59







Таллинский политехнический институт  
ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА У  
Редактор И.Давыдов  
Технический редактор М.Йюесте  
Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 22/1У-1974

---

Подписано к печати 17/Х-1974. Бумага 60x90/16.

Печ. л. 4,5+0,25 прил. Уч.-изд. л. 3,32.

Тираж 350. МВ-05297.

Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9.

Зак. № 629

Цена 33 коп.



Э Л Е К Т Р О М Е Х А Н И К А

у

УДК 621.313.33.

Об определении основных геометрических параметров магнитной системы двухфазного асинхронного исполнительного двигателя с аксиальным потоком. Л.Э.Варик, Г.К.Самолевский. "Труды Таллинского политехнического института", 1974, №369, стр.3.

В статье рассматривается вопрос об определении основных геометрических параметров исполнительного двигателя с аксиальным рабочим потоком. При выборе основных геометрических параметров исходят из условия обеспечения заданных электромагнитных параметров двигателя. Предлагается методика соответствующих расчётов.

Фигур 2, библиографий 3.

УДК 621.313.13.043. - I81.4

УДК 621.762.

О возможностях использования магнитодиэлектриков в магнитопроводах электрических микромашин. Л.Э. Варик, А.А.Лаансоо, Ю.К.Мазинг, Л.Р.Паккас, А.Э. Ритсо, Г.К.Самолевский. "Труды Таллинского политехнического института", 1974, № 369, стр. II.

В работе исследованы электромагнитные и механические характеристики магнитодиэлектриков на базе чешуек чистого железа со связующим веществом и области применения их в электрических машинах, работающих на постоянном или переменном токе промышленной частоты.

Вид железного порошка, давление прессования, пористость и режим термической обработки магнитопровода имеют большое влияние на электромагнитные и механические характеристики магнитодиэлектриков.

На кольцеобразных образцах магнитодиэлектриков при напряженности магнитного поля 10 кА/м была получена магнитная индукция от 1,25 до 1,4 Т, максимальная проницаемость  $750 \cdot 10^{-6}$  Г/м, электрические потери 13 Вт/кг.

Высшие значения электромагнитных характеристик были получены на базе железных порошков с низким содержанием углерода и небольшой пористостью магнитопровода.

Электромагнитные свойства и механическая прочность магнитодиэлектриков достаточны, чтобы применять их в электрических машинах малой мощности. Для использования их в магнитопроводах, подвергающихся сильным ударным нагрузкам, необходимо провести соответствующие испытания.

Фигур 9, библиографий 3.



Электромагнитные процессы в схеме с делителями без магнитной и электрической связей. К.Ю. Кыннусаар, "Труды Таллинского политехнического института", 1974, № 369, стр. 27.

Изложены результаты теоретического исследования электромагнитных процессов в делителе тока без магнитной и электрической связей, предназначенном для выравнивания токов между параллельно соединенными полупроводниковыми вентилями. При исследовании учитывались активные сопротивления параллельных ветвей. Получены формулы для расчета мгновенных значений токов и напряжения, а также среднего значения и разбаланса токов в вентильном узле при питании от источника импульсного тока трапецеидальной формы.

Приводятся результаты расчета разбаланса токов для некоторых вариантов схемы.

Таблиц 1, фигур 4, библиографий 8.

УДК 621.314.5

Влияние индуктивных делителей тока на характеристики выпрямителя. К.Ю. Кыннусаар. "Труды Таллинского политехнического института", 1974, № 369, стр. 37.

Изложены результаты теоретического исследования электромагнитных процессов в управляемом выпрямителе при идеально сглаженном токе нагрузки с учетом активных сопротивлений выпрямителя.

Получены расчетные формулы для определения мгновенных значений токов в вентилях и выходного напряжения выпрямителя на коммутационном этапе, а также для определения угла коммутации, скорости нарастания прямого тока и среднего значения падения напряжения в выпрямителе.

Приводятся результаты расчета угла коммутации и падения напряжения для выпрямителя КТУ-460/320 ВР.

Таблиц 2, фигур 1, библиографий 2.

Программы расчета на ЦМ и магнитные характеристики ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями. Я.Я. Ярвик, А.Н. Клегин "Труды Таллинского политехнического института", 1974, № 369, стр. 45.

Сравниваются несколько способов и программ расчета магнитных характеристик ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями. Приводятся результаты расчета для трех марок стали.

Фигур 4, библиографий 2.

УДК 621.318.43.

Влияние сопротивления рассеяния трёхфазной обмотки на мощность системы подмагничивания управляемого реактора. В.С. Орлов, Я.Я. Ярвик. "Труды Таллинского политехнического института", 1974, № 369, стр. 59.

Рассматриваются способы снижения индуктивного сопротивления рассеяния трёхфазной обмотки. Оценивается получаемый эффект с точки зрения уменьшения мощности подмагничивания и улучшения динамических свойств управляемого реактора.

Фигур 1, библиографий 6.





Цена 33 коп.