

Er.6.7
448

TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

448

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

TALLINN

ТРИ
'78

Электромеханика УШ

ИССЛЕДОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
И ЭЛЕКТРОМАШИНЫХ
УСТРОЙСТВ
УПРАВЛЕНИЯ
И КОНТРОЛЯ
СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ



Er.6.7

448

**ТРИ
'78**

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.3, 621.762

Электромеханика УШ

- ИССЛЕДОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
И ЭЛЕКТРОМАШИНЫХ
УСТРОЙСТВ
УПРАВЛЕНИЯ
И КОНТРОЛЯ
СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ

Таллин 1978

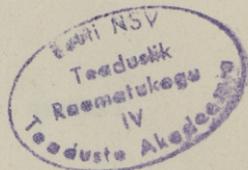
21.31

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
Труды ТПИ № 448
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ
УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Электромеханика УШ

Редактор Р. Вырк. Техн. редактор В. Ранник
Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 2 марта 1978 г.
Подписано к печати 8 июня 1978 г. Бумага 60x90/16
Печ. л. 4,75+0,25 приложение. Уч.-изд. л. 4,3
МВ-06237. Тираж 300
Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9. Зак. № 601.

Цена 65 коп.

© ТПИ, Таллин, 1978



УДК 621.313.292

А.Т.Пооль, Г.К.Самолевский

ОБ ИНЖЕНЕРНОЙ МЕТОДИКЕ РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТА
РАССЕЯНИЯ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ БЕСКОНТАКТНОГО
ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С АКСИАЛЬНЫМ
ПОТОКОМ

Постановка вопроса

Бесконтактные электродвигатели постоянного тока (БДПТ) в настоящее время нашли применение в ряде областей техники. Возрастающий интерес к этим двигателям обусловлен их высокой надежностью, хорошими рабочими и регулировочными характеристиками, возможностью решения специальных задач регулирования, применяя при этом полупроводниковые схемы управления и т.д. [1].

Разработаны основы методики проектирования БДПТ с радиальным потоком [2, 3 и 4], которые, учитывая особенности БДПТ с аксиальным потоком, не могут быть непосредственно использованы для расчета последних. Одной из исходных величин, определяющих главные размеры магнитной системы для получения требуемых характеристик при использовании заданных магнитных материалов, является оптимальная величина коэффициента рассеяния магнитной системы, так как при постоянных магнитах рабочий поток существенно зависит от потока рассеяния [5].

Для расчета магнитных систем из постоянных магнитов предложен различными авторами ряд различных методов [6], которые в основном предполагают, что заранее известен коэффициент рассеяния σ магнитной системы.

Автором [6] предлагается упрощенный метод расчета магнитных систем с постоянными магнитами. По данному методу

в формулы определения проводимости рассеяния входят коэффициенты, значения которых находят методом последовательного приближения.

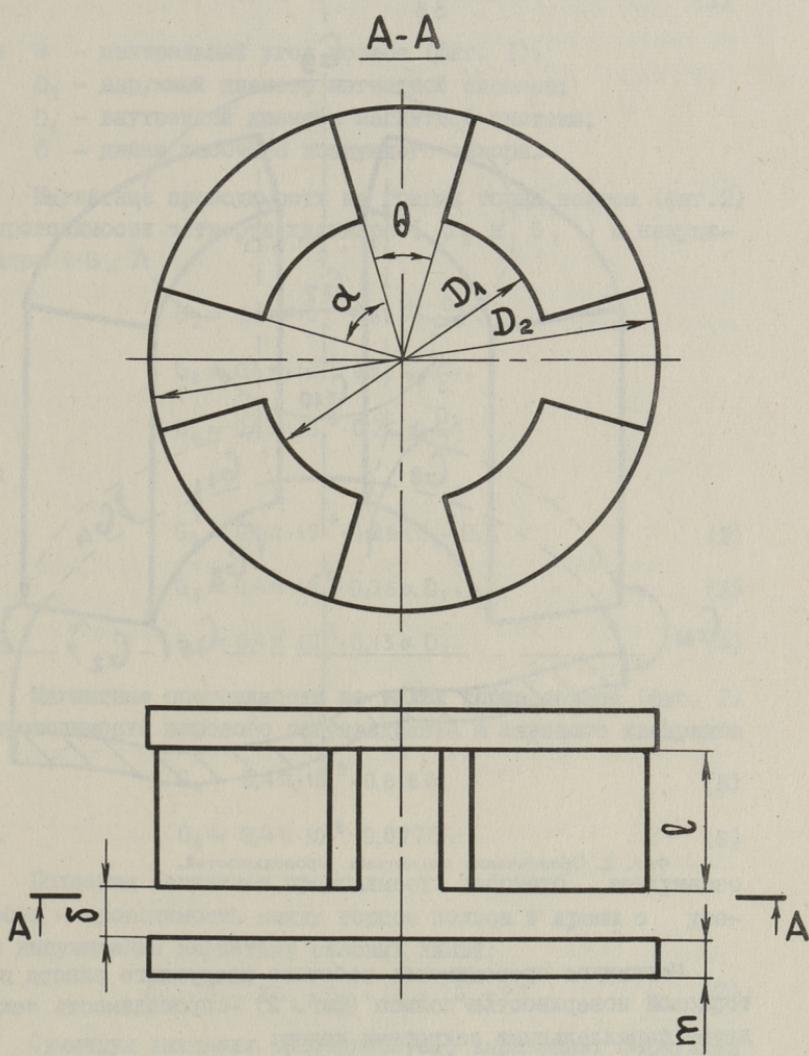
Общим недостатком вышеуказанных методов расчета магнитных систем из постоянных магнитов является применение при определении коэффициента рассеяния эмпирических, экспериментальных и получаемых методом последовательного приближения коэффициентов, а также графиков, что приводит к техническим затруднениям при пользовании этими методами для аналитических расчетов с целью оптимизации размеров магнитных систем. Сравнительно простые аналитические формулы определения коэффициента рассеяния выработаны только для относительно несложных магнитных систем.

Целью настоящей работы является разработка методики расчета коэффициента рассеяния магнитной системы БДПТ с аксиальным потоком, дающей возможность вести предварительный анализ для выбора наилучшего соотношения размеров проектируемой магнитной системы.

Решением поставленной задачи предлагается в этой работе методика расчета проводимостей воздушных путей магнитного потока при помощи упрощенных формул, не нуждающихся в применении переменных коэффициентов и кривых. Эти формулы выведены специально для определения коэффициента рассеяния магнитной системы БДПТ с аксиальным потоком, полюсами которого являются постоянные магниты с секторообразным перпендикулярным сечением. Элементарная конфигурация такой магнитной системы с четырьмя полюсами показана на фиг. 1.

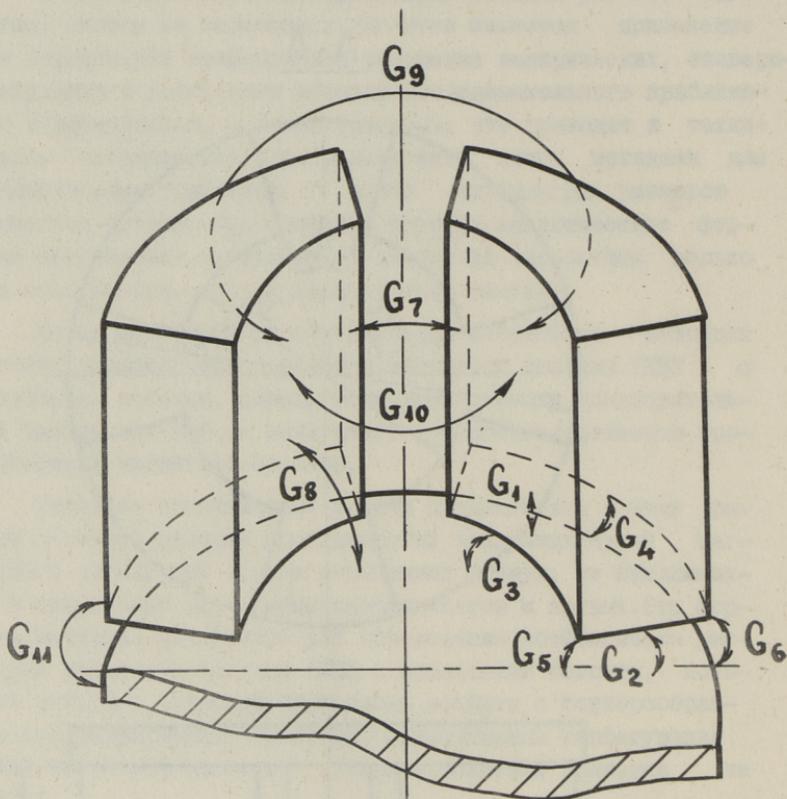
При выводе формул проводимостей магнитной системы БДПТ с аксиальным потоком в данной работе берутся за основу расчетные выражения для определения проводимостей элементарных трубок простой геометрической конфигурации, приведенные в [7, 8]. Исключением являются формулы (12) и (14), выводы которых основаны на построениях картин магнитных полей, приводимых в настоящей работе.

Размерность магнитной проводимости во всех формулах, выведенных в настоящей работе — $Вб/А$, при размерности углов — рад и линейных размеров — см.



Фиг. 1. Эскиз четырехполюсной магнитной системы.

Расчет коэффициента рассеяния при произвольном
соотношении внешнего и внутреннего диаметров
магнитной системы



Фиг. 2. Обозначения магнитных проводимостей.

Магнитная проводимость рабочего воздушного зазора под торцевой поверхностью полюса (фиг. 2) – проводимость между двумя параллельными секторами колец:

$$G_1 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \frac{S}{\delta}.$$

Так как площадь торцевой поверхности полюса

$$S = \frac{\alpha (D_2^2 - D_1^2)}{8},$$

получаем

$$G_1 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \frac{\alpha (D_2^2 - D_1^2)}{8 \delta}, \quad (I)$$

где α - центральный угол полюса (фиг. I);

D_2 - наружный диаметр магнитной системы;

D_1 - внутренний диаметр магнитной системы;

δ - длина рабочего воздушного зазора.

Магнитные проводимости на гранях торца полюса (фиг. 2) - проводимости четверти цилиндра (G_2 и G_3) и полуполюса (G_4):

$$G_2 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,52 \frac{D_2 - D_1}{2},$$

$$G_3 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,52 \alpha \frac{D_1}{2},$$

$$G_4 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,26 \alpha \frac{D_2}{2}$$

или

$$G_2 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,26 (D_2 - D_1), \quad (2)$$

$$G_3 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,26 \alpha D_1, \quad (3)$$

$$G_4 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,13 \alpha D_2. \quad (4)$$

Магнитные проводимости на углах торца полюса (фиг. 2) - проводимости шарового полуквadrанта и шарового квадранта

$$G_5 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,616 \delta, \quad (5)$$

$$G_6 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,077 \delta. \quad (6)$$

Полезная магнитная проводимость рабочего воздушного зазора - проводимость между торцом полюса и ярмом с учетом выпучивания магнитных силовых линий:

$$G_8 = G_1 + 2G_2 + G_3 + G_4 + 2G_5 + 2G_6. \quad (7)$$

Суммируя значения проводимостей, выраженных формулами (I)...(6), получаем

$$G_8 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \left[\frac{\alpha (D_2^2 - D_1^2)}{8 \delta} + 0,52 (D_2 - D_1) + \right. \quad (8)$$

$$+ 0,13 \alpha (D_2 + 2D_1) + 1,39 \delta] .$$

Магнитная проводимость рассеяния между боковыми сторонами двух соседних полюсов (фиг. 2), без учета проводимости краев, — проводимость между прямоугольниками, наклоненными друг к другу под углом θ :

$$G_7 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \frac{l}{\theta} \ln \frac{D_2}{D_1},$$

где l — длина полюса (фиг. 1);
 θ — угол наклона полюсов.

Учитывая изменение разности магнитных потенциалов по длине постоянного магнита, получаем для расчетной проводимости рассеяния выражение

$$G_{7p} = k_p G_7,$$

где $k_p \approx \frac{2}{3}$ — расчетное значение коэффициента распределения магнитного потенциала [5].

Отсюда получаем

$$G_{7p} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{l}{\theta} \ln \frac{D_2}{D_1}. \quad (9)$$

Магнитная проводимость рассеяния между внутренней боковой поверхностью полюса и ярмом (фиг. 2), в пренебрежении вогнутостью рассматриваемой поверхности, — проводимость четверти цилиндрического кольца:

$$G_8 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} g_{8l} \alpha \frac{D_1}{2},$$

где $g_{8l} = f\left(\frac{l}{\delta}\right)$ — удельная проводимость, определяемая по кривой Ротерса.

При $\delta < 3l$, вышеуказанная зависимость может быть выражена формулой

$$G_8 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \frac{\alpha D_1}{\pi} \ln \left(1 + \frac{l}{\delta}\right). \quad (10)$$

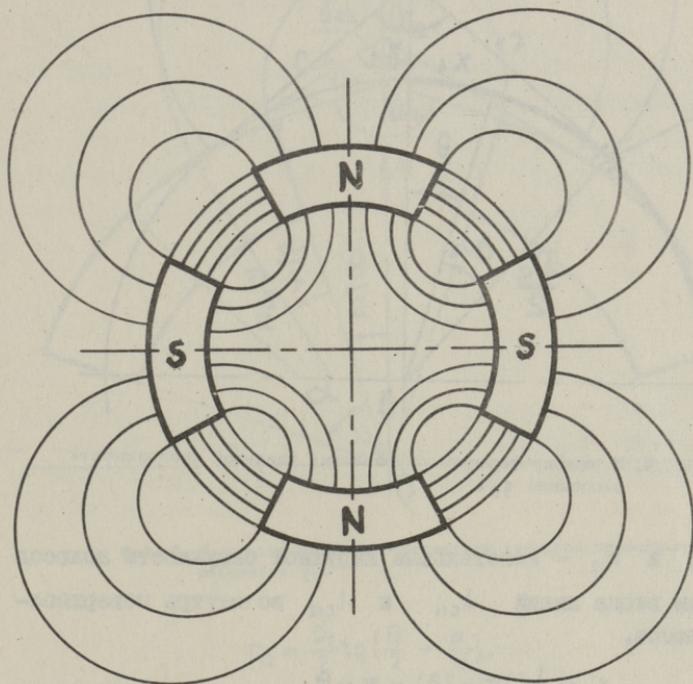
Для вывода расчетных формул магнитных проводимостей рассеяния между внешними и между внутренними боковыми поверхностями полюсов представим упрощенную картину магнитного поля, показанную на фиг. 3. При этом предполагаем, что линии магнитного потока входят во внутрь поверхностей полюсов перпендикулярно и являются частями окружностей.

Согласно фиг. 4 можем для удельной магнитной проводи-

мости между внешними боковыми поверхностями полюсов вывести формулу:

$$g_9 = \int_{\frac{\theta}{2}}^{\frac{\alpha+\theta}{2}} \frac{dx_1}{l_{c1}} = \int_{\frac{\theta}{2}}^{\frac{\alpha+\theta}{2}} \frac{\operatorname{ctg}(\frac{\theta}{2} + \alpha_1) d\alpha_1}{\pi + \theta + \alpha_1},$$

решением которой является ряд [9].



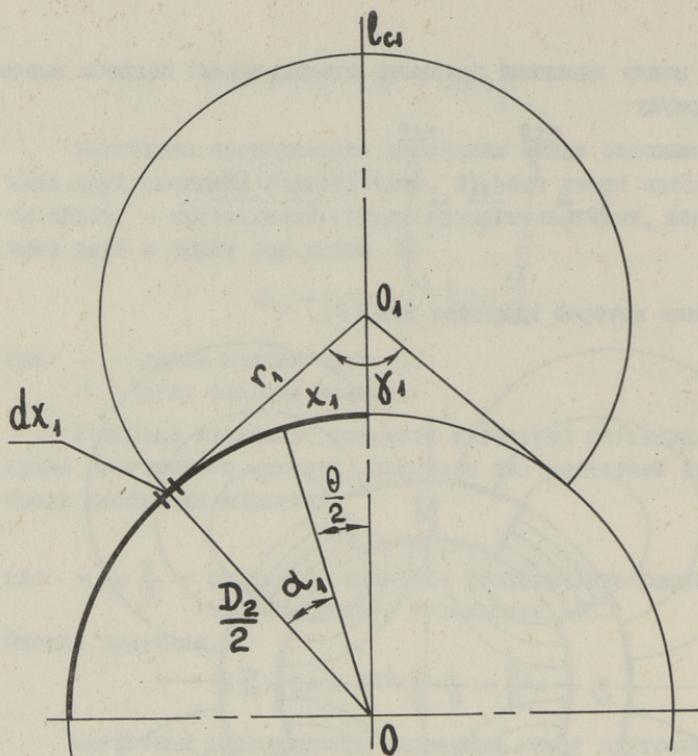
Фиг. 3. Упрощенная картина магнитного поля рассеяния полюсов.

Аналогичный результат можно получить также выводя формулу удельной магнитной проводимости g_9 согласно фиг. 5, предполагая в первом приближении, что имеем дело только с двумя удельными трубками проводимости, средние длины которых равны:

и

$$l_{c11} = r_{11} (2\pi - \gamma_{11})$$

$$l_{c12} = r_{12} (2\pi - \gamma_{12}),$$



Фиг. 4. К выводу формулы определения удельной проводимости рассеяния σ_0 .

где r_{11} и r_{12} - касательные наружной окружности полюсов к точкам входа линий l_{c11} и l_{c12} во внутрь поверхностной полюсов.

$$\gamma_{11} = \frac{1}{2}(2\pi - 2\theta) = \pi - \theta,$$

$$\gamma_{12} = \frac{1}{2}(2\pi - 2\theta - \frac{4\alpha}{4}) = \pi - \theta - \frac{\alpha}{2}.$$

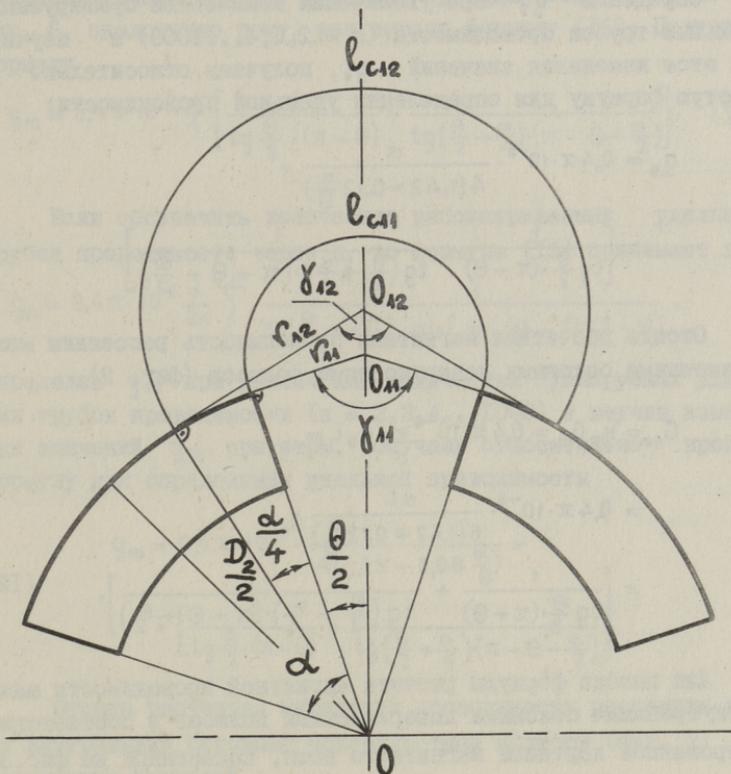
Для вывода расчетной формулы примем в качестве среднего сечения удельных трубок проводимости следующие величины:

$$S_{11} = S_{12} = \frac{D_2}{2} \cdot \frac{\alpha}{4}.$$

Имея в виду, что

$$r_{11} = \frac{D_2}{2} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}$$

и



Фиг. 5. К выводу формулы определения удельной проводимости рассеяния g_9 .

$$r_{n2} = \frac{D_n}{2} \operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{4} \right),$$

получаем

$$g_9 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \frac{\alpha}{4} \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cdot (\pi + \theta)} + \frac{1}{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{4} \right) \cdot (\pi + \theta + \frac{\alpha}{2})} \right]. \quad (\text{II})$$

Если обозначить количество рассматриваемых удельных трубок проводимости через k , то формула (II) принимает вид

$$g_9 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \frac{\alpha}{2k} \sum_{n=1}^k \frac{1}{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} + \frac{n-1}{2k} \cdot \alpha \right) \left(\pi + \theta + \frac{n-1}{k} \cdot \alpha \right)}.$$

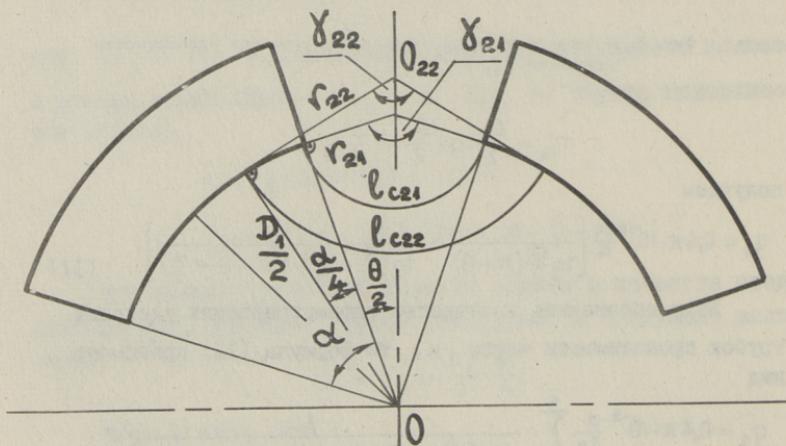
Определив g_9 при увеличении количества суммируемых удельных трубок проводимости ($k = 2, 3, 4 \dots 1000$) и изучив при этом изменения значений g_9 , получаем относительно простую формулу для определения удельной проводимости:

$$g_9 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\alpha}{4(1,42 + 0,12 \frac{\alpha}{\theta})} \times \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cdot (\pi + \theta)} + \frac{1}{\operatorname{tg} (\frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{4}) \cdot (\pi + \theta + \frac{\alpha}{2})} \right].$$

Отсюда расчетная магнитная проводимость рассеяния между внешними боковыми поверхностями полюсов (фиг. 2)

$$\begin{aligned} G_{9p} &= k_p G_9 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} k_p g_9 l = \\ &= 0,4\pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\alpha l}{6(1,42 + 0,12 \frac{\alpha}{\theta})} \times \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cdot (\pi + \theta)} + \frac{1}{\operatorname{tg} (\frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{4}) \cdot (\pi + \theta + \frac{\alpha}{2})} \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

Для вывода формулы расчета магнитной проводимости между внутренними боковыми поверхностями полюсов в соответствии с упрощенной картиной магнитного поля, показанной на фиг. 3,



Фиг. 6. К выводу формулы определения удельной проводимости рассеяния g_{10} .

выведем сначала формулу удельной проводимости, согласно фиг. 6, аналогично тому, как вывели формулу (II). Получаем формулу

$$g_{10} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\alpha}{4} \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cdot (\pi - \theta)} + \frac{1}{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{4} \right) \cdot (\pi - \theta - \frac{\alpha}{2})} \right]. \quad (I3)$$

Если обозначить количество рассматриваемых удельных трубок проводимости через k , то формула (I3) принимает вид:

$$g_{10} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\alpha}{2k} \sum_{n=1}^k \frac{1}{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} + \frac{n-1}{2k} \cdot \alpha \right) \cdot \left(\pi - \theta - \frac{n-1}{k} \cdot \alpha \right)}.$$

Определив g_{10} при увеличении количества суммируемых удельных трубок проводимости ($k = 2, 3, 4, \dots, 1000$) и изучив изменения значений g_{10} при этом, получаем относительно простую формулу для определения удельной проводимости

$$g_{10} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\alpha}{4(1,25 + 0,08 \frac{\alpha}{\theta})} \times \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cdot (\pi - \theta)} + \frac{1}{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{4} \right) \cdot (\pi - \theta - \frac{\alpha}{2})} \right].$$

Отсюда расчетная магнитная проводимость рассеяния между внутренними боковыми поверхностями полюсов (фиг. 2) выражается формулой

$$\begin{aligned} G_{10p} &= k_p G_{10} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} k_p g_{10} l = \\ &= 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\alpha l}{6(1,25 + 0,08 \frac{\alpha}{\theta})} \times \\ &\times \left[\frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \cdot (\pi - \theta)} + \frac{1}{\operatorname{tg} \left(\frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{4} \right) \cdot (\pi - \theta - \frac{\alpha}{2})} \right]. \end{aligned} \quad (I4)$$

Магнитная проводимость рассеяния между полюсом и наружной стенкой ярма (фиг. 2) — проводимость цилиндрического кольца

$$G_{11} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \frac{\alpha D_2}{2\pi} \cdot \ln \left(1 + \frac{2m}{\delta} \right), \quad (I5)$$

где m — толщина ярма (фиг. I).

Полная проводимость рассеяния магнитной системы следующая:

$$G_5 = G_{7p} + G_8 + G_{9p} + G_{10p} + G_{11}. \quad (16)$$

Коэффициент рассеяния магнитной системы БДПТ с аксиальным потоком

$$\sigma = 1 + \frac{G_9}{G_8},$$

где значение G_8 определяется по формуле (7) или по формуле (8).

Расчет коэффициента рассеяния при соотношении внешнего и внутреннего диаметров магнитной системы, равном $\sqrt{3}$

В [10] доказано, что магнитная система из постоянных магнитов с аксиальным потоком имеет оптимальное соотношение внешнего и внутреннего диаметров:

$$\frac{D_2}{D_1} = \sqrt{3}.$$

Учитывая вышеуказанное, представим формулы для расчета коэффициента рассеяния магнитной системы, имеющей оптимальное соотношение внешнего и внутреннего диаметров, т.е. $D_2/D_1 = \sqrt{3}$.

На основании формулы (1) получаем

$$G_1 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\alpha D_2^2}{12\delta}. \quad (18)$$

На основании формул (2) и (3) получаем

$$G_2 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,11 D_2, \quad (19)$$

$$G_3 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,15 \alpha D_2. \quad (20)$$

Значения проводимостей G_4 , G_5 и G_6 определяются по формулам (4), (5) и (6) соответственно.

Полезная магнитная проводимость рабочего воздушного зазора G_8 определяется по формуле (7).

Суммируя значения проводимостей $G_1 \dots G_6$ по формуле (7), получаем

$$G_8 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \left[\frac{\alpha D_2^2}{12\delta} + (0,22 + 0,28\alpha) D_2 + 1,39\delta \right]. \quad (21)$$

На основании формул (9) и (10) получаем соответствен-
но

$$G_{7p} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{l}{\theta} \ln \sqrt{3}$$

или

$$G_{7p} = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,37 \frac{l}{\theta} \quad (22)$$

$$G_8 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \cdot 0,18 \alpha D_2 \cdot \ln \left(1 + \frac{l}{\theta}\right). \quad (23)$$

Значения проводимостей G_{9p} , G_{10p} и G_{11} определяются по формулам (12), (14) и (15) соответственно.

Коэффициент рассеяния σ магнитной системы БДПТ с аксиальным потоком при соотношении внешнего и внутреннего диаметров магнитной цепи, равном $\sqrt{3}$, определяется по формуле (17), где значение G_5 определяется по формуле (7) или по формуле (21).

В ы в о д ы

Полученные формулы дают возможность вести расчет, применяя ЭВМ. Исходными переменными величинами служат при этом линейные размеры магнитной системы, являющиеся наряду с кривой размагничивания материала магнита основными параметрами магнитной системы [6].

В ходе выполнения данной работы для ЭВМ "Минск 32" была составлена программа расчета магнитных проводимостей и коэффициентов рассеяния шестипольсовой магнитной системы с аксиальным потоком, конфигурация которой аналогична показанной на фиг. I. Расчет проведен для магнитных систем с наружным диаметром D_2 от 4 до 8 см (шагом 0,2 см) и центральным углом α от $4/15\pi$ до $29/90\pi$ (шагом $\pi/90$). При этом рассматривались длины полюсов из постоянных магнитов в пределах от 0,2 до 1 см (шагом 0,2 см) и длины рабочих воздушных зазоров в пределах от 0,1 до 0,9 см (шагом 0,1 см). Соотношение наружного и внутреннего диаметров магнитных систем всех вышеуказанных вариантов равно оптимальному соотношению, т.е. $D_2/D_1 = \sqrt{3}$.

Анализ результатов расчета показывает, что изменение размеров магнитной системы в вышеуказанных пределах влечет

чет за собой изменение значения коэффициента рассеяния в пределах от 1,1 до 3,6. В отношении значений отдельных слагаемых полезной магнитной проводимости рабочего воздушного зазора G_5 и полной проводимости рассеяния магнитной системы G_3 сказать что-либо однозначно нельзя, так как соотношения величин этих слагаемых в большой степени зависят от соотношений размеров всей магнитной системы.

Так как коэффициент рассеяния магнитной системы БДПТ с аксиальным потоком рассматриваемой конфигурации может изменяться в больших пределах, то одновременное получение большого количества вариантов с различными параметрами для окончательного выбора варианта с оптимальными параметрами имеет большое практическое значение.

Исходные выражения, использованные при выводе расчетных формул, представленных в данной работе, обеспечивают точность вычисления с погрешностью, не превышающей $\pm 10\%$, что приблизительно соответствует точности воспроизведения партии одинаковых постоянных магнитов [8].

Оптимальный вариант, найденный по данному методу, в случае необходимости целесообразно подвергать более точному исследованию, с применением при этом более точных графоаналитических или графических способов.

Л и т е р а т у р а

1. Двигатели постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами. (Сб. статей. Отв. ред. Овчинников И.Е.) Л., "Наука", 1972, 170 с.
2. О в ч и н н и к о в И.Е., Л е б е д е в Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств. М.-Л., "Наука", 1966, 185 с.
3. Д у б е н с к и й А.А. Бесконтактные двигатели постоянного тока. М., "Энергия", 1967, 144 с.
4. Б а л а г у р о в В.А., Г р и д и н В.М., Л о з е н к о В.К. Бесконтактные двигатели постоянного тока с постоянными магнитами. М., "Энергия", 1975, 127 с.
5. С л и в и н с к а я А.Г., Г о р д о н А.В. Постоянные магниты. М.-Л., "Энергия", 1965; 128 с.

6. Арнольд Р.Р. Расчет и проектирование магнитных систем с постоянными магнитами. М., "Энергия", 1969, 184 с.

7. Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф., Дарионов А.Н. Электрические машины с постоянными магнитами. М.-Л., "Энергия", 1964, 450 с.

8. Постоянные магниты. Справочник под ред. Пятина Ю.М. М., "Энергия", 1971, 376 с.

9. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов сумм, рядов и произведений. М., "Наука", 1971, 1108 с.

10. Campbell P. Principles of a permanent-magnet axialfield d.c. machine. "Proc. Inst. Elec. Eng.", 121, 1974, N 12, 1489-1494.

A. Pool, G. Samolevski

Vom Ingenieurmethodik zur Berechnung des Streukoeffizienten des Magnetsystems des kontaktlosen elektrischen Gleichstrommotor mit achsialem Fluß

Zusammenfassung

Im vorliegenden Artikel werden Formeln geäußert, die Streukoeffizient des Magnetsystems des kontaktlosen elektrischen Gleichstrommotor mit achsialem Fluß bestimmen.

Als Illustration sind für die Magnetsystemen mit verschiedenen Grundmaßen die durch Berechnung erhaltenen Werte der Streukoeffizienten angebracht worden.

УДК 621.313.333

А.К. Арусоо

ОБ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОМ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПАРАМЕТРОВ
АСИНХРОННЫХ МАШИН ДЛЯ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПУСКА

В связи с появлением в последнее время надежных и быстродействующих технических средств частотного и импульсного управления, а также с появлением высокоточных электроприводов, значительно повысился интерес к электромагнитным переходным процессам в асинхронных машинах.

Основной трудностью при расчете электромагнитных переходных процессов является непостоянство параметров асинхронного двигателя, вызванное, в основном, явлениями насыщения и вытеснения тока. Для решения известной системы дифференциальных уравнений Горева-Парка с учетом изменения скольжения даже при предположении о постоянстве параметров двигателя, необходимо прибегать к цифровым или аналоговым методам. Однако и при таких методах расчета учет непостоянства параметров двигателя связан обычно с большими трудностями.

Поэтому по настоящее время относительно хорошо разработана методика инженерного расчета переходных явлений только при постоянной частоте вращения двигателя [1, 2].

Расчет электромагнитных переходных явлений в асинхронном двигателе с допущением постоянства его параметров дает в большинстве случаев результаты, удовлетворяющие требованиям инженерной практики. При этом наилучшее совпадение расчетных и экспериментальных (особенно в начальной стадии процесса, представляющей обычно и наибольший интерес) получается при использовании параметров машин, соот-

ветствующих начальному скольжению переходного процесса [1].

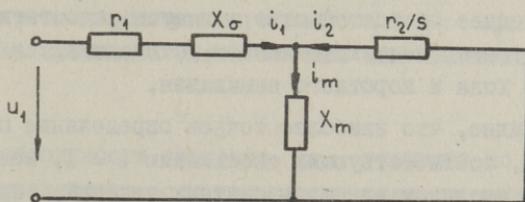
Однако никакая теория не может дать достоверных результатов при **конкретных** расчетах, если параметры машин не могут быть определены с достаточной степенью точности. По настоящее время нет обоснованной и простой методики определения всех параметров асинхронных машин, соответствующих конкретному скольжению двигателя. Известные частотные методы и методы постороннего питания относительно сложны, требуют специальной испытательной аппаратуры и поэтому мало пригодны для практического применения в заводских условиях. В настоящей статье рассматриваются некоторые возможности определения параметров асинхронных двигателей в режиме короткого замыкания, необходимых для расчета электромагнитных процессов при его пуске.

Исследования электромагнитных переходных процессов целесообразно провести в относительных величинах. При выборе системы базовых величин, только 3 из них можно взять произвольно. Часто ими принимаются номинальные фазное напряжение, фазный ток и синхронная частота вращения. Однако при выборе номинального тока базовым одинаковые в электромагнитном отношении машины характеризуются в зависимости от их теплового режима различными относительными сопротивлениями, вращающими моментами и т.п. [3]. Поэтому можно рекомендовать в качестве базового установившийся ток при неподвижной вторичной системе.

Известная пятиэлементная T-образная схема замещения дает достаточно полную физическую интерпретацию действительной структуры машины и хорошо согласуется с физическим представлением о распределении потоков в машине. Однако разделение реактивного сопротивления рассеяния по статорной и роторной цепям представляет большие трудности при их экспериментальном определении.

Для возможности экспериментального определения всех параметров схемы замещения целесообразно преобразование пятиэлементной схемы в эквивалентную четырехэлементную, в которой общее сопротивление рассеяния x_c представляется либо в статорной, либо в роторной цепях. Хотя в принципе обе четырехэлементные схемы равноценны, можно рекомендовать, из-

за более удобного экспериментального определения параметров, схему с отнесением x_r в статорную цепь [3].



Фиг. 1. Четырехэлементная схема замещения.

В дальнейшем будем рассматривать электромагнитные переходные процессы в относительных величинах с базовым током короткого замыкания и на основе четырехэлементной схемы замещения на фиг. 1.

Результаты расчетов электромагнитных переходных процессов, выполняемых с параметрами четырехэлементной схемы замещения, полностью совпадают с соответствующими результатами расчетов на основе пятиэлементной схемы замещения и не требуют дополнительных перерасчетов.

Основные параметры, определяющие известную систему дифференциальных уравнений, выражаются по элементам четырехэлементной схемы замещения следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_r = x_m; \quad x_s = x_m + x_\sigma; \\ \alpha_s = \frac{r_1}{x_s}; \quad \alpha_r = \frac{r_2}{x_m}; \\ k_r = \frac{x_m}{x_r} = 1; \quad k_s = \frac{x_m}{x_s}; \\ \sigma = 1 - \frac{x_m}{x_s} = 1 - k_s. \end{array} \right. \quad (I)$$

Определение всех параметров четырехэлементной схемы замещения по каталожным данным затруднено ввиду нехватки информации. Ориентировочное их определение возможно лишь тогда, когда, кроме номинальных данных и кратностей пусковых токов, момента и критического момента двигателя известны еще его ток и коэффициент мощности холостого хода. Эти данные приводятся в каталогах редко. Однако рассчитанные по ним параметры являются приближенными ("средни-

ми" для всего двигательного режима работы) и поэтому мало пригодны для расчета электромагнитных переходных процессов. Последнее обстоятельство является недостатком и параметров, определенных по данным установившихся режимов холостого хода и короткого замыкания.

Очевидно, что наиболее точное определение параметров двигателя, соответствующих скольжению $s = 1$, может осуществляться анализом электромагнитных явлений, протекающих при к.з.

Опыты к.з. целесообразно провести с полным напряжением. Хотя испытания с пониженным напряжением предпочтительнее, ввиду отсутствия опасности быстрого нагрева и сохранности машины, получающиеся при них значения реактивностей будут несколько выше, а перерасчеты экспериментальных данных с учетом насыщения малоточны.

Из экспериментальных данных установившегося режима к.з. можно определить по известной методике только часть параметров (r_1, r_2, x_σ) схемы замещения двигателя. Для определения реактивного сопротивления взаимной индукции необходима дополнительная информация, которая может быть получена анализом переходных явлений, протекающих при $s=1$.

Активное сопротивление статора r_1 принимается средним для трех фаз и определяется независимо от других параметров любым методом измерения малых сопротивлений непосредственно на зажимах двигателя.

Входное полное сопротивление двигателя на основе схемы замещения (фиг. 1) можно в режиме $s = 1$ представить выражением

$$Z_k = r_1 + r_2 \frac{x_m^2}{x_m^2 + r_2^2} + j \left(x_\sigma + \frac{x_m r_2^2}{x_m^2 + r_2^2} \right), \quad (2)$$

или с учетом $r_2 \ll x_m$ с большой точностью

$$Z_k \approx r_1 + r_2 + j \left(x_\sigma + \frac{r_2^2}{x_m} \right). \quad (3)$$

Из опытных данных установившегося режима к.з. определяют активную и реактивную составляющие полного входного сопротивления фазы r_k и x_k , по которым определяют

$$\Gamma_2 = \Gamma_k - \Gamma_1; \quad x_\sigma = x_k - \frac{\Gamma_2^2}{x_m}. \quad (4)$$

Обычно у асинхронных двигателей $\Gamma_2^2/x_m \ll x_\sigma$, следовательно, можно принимать с достаточной для практики точностью

$$x_\sigma = x_k. \quad (5)$$

При необходимости значение x_σ уточняют по формуле (4) после определения всех параметров схемы замещения.

Для определения реактивного сопротивления взаимной индукции необходимо анализировать переходные процессы при скольжении $s = 1$. Из числа переходных явлений, протекающих при коммутациях в цепи статора при $s = 1$ целесообразно выбрать такое, в котором наиболее явно выражаются коэффициенты затухания роторной или статорной цепей, либо коэффициент рассеяния.

Ограничимся рассмотрением переходных процессов, протекающих при включении двигателя с неподвижным ротором. При включении двигателя появляются свободные составляющие тока и момента, которые затухают с разными постоянными времени.

Анализ переходного тока показывает, что он содержит две свободные составляющие с отличающимися обычно более чем на порядок коэффициентами затухания и начальными значениями. Оказывается, что определение параметров из осциллограммы пускового тока $i_1(\tau)$ сложно, так как начальное значение переходного составляющего тока с меньшим коэффициентом затухания обычно намного меньше установившегося значения тока. Это обстоятельство значительно уменьшает точность обработки осциллограммы. Кроме того, начальные значения и коэффициенты затухания свободных составляющих тока являются сложными функциями параметров двигателя и трудно поддаются упрощению.

Переходный пусковой момент $m(\tau)$ имеет шесть составляющих и описывается при неподвижном роторе выражением [1]

$$m(\tau) = m_n \left[(1 + e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)\tau} - \cos \tau (e^{-\alpha_1\tau} + e^{-\alpha_2\tau})) - \right. \quad (6)$$

$$-\sin \tau (e^{-\alpha_1 \tau} - e^{-\alpha_2 \tau}) \frac{1 + \alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1},$$

где m_n — установившееся значение пускового момента;
 α_1 и α_2 — вещественные части корней характеристического уравнения, которое при $s = 1$ имеет вид

$$p^2 + p(\alpha'_s + \alpha'_r + 2j) + \alpha'_s \alpha'_r \sigma - 1 + j(\alpha'_s + \alpha'_r) = 0; \quad (7)$$

корни этого уравнения после несложных преобразований

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2} [\alpha'_s + \alpha'_r \mp \sqrt{(\alpha'_s + \alpha'_r)^2 - 4\alpha'_s \alpha'_r \sigma}] - j. \quad (8)$$

Заменяя квадратный корень A в формуле (8) его приближенным выражением

$$A \approx \alpha'_s + \alpha'_r - \frac{2\alpha'_s \alpha'_r}{\alpha'_s + \alpha'_r} \sigma, \quad (9)$$

получаем

$$\begin{cases} p_1 \approx -(\alpha_1 + j\omega_1) = -\left(\frac{\alpha'_s \alpha'_r}{\alpha'_s + \alpha'_r} \sigma + j\right); \\ p_2 \approx -(\alpha_2 + j\omega_2) = -\left(\alpha'_s + \alpha'_r - \frac{\alpha'_s \alpha'_r}{\alpha'_s + \alpha'_r} \sigma + j\right). \end{cases} \quad (10)$$

Коэффициенты затухания составляющих переходного пускового момента равняются тогда

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{\alpha'_s \alpha'_r}{\alpha'_s + \alpha'_r} \sigma; \\ \alpha_2 = \alpha'_s + \alpha'_r - \frac{\alpha'_s \alpha'_r}{\alpha'_s + \alpha'_r} \sigma; \\ \alpha_1 + \alpha_2 = \alpha'_s + \alpha'_r. \end{cases} \quad (11)$$

Обозначаем

$$\varkappa = \frac{\alpha'_s}{\alpha'_r}, \quad (12)$$

тогда наименьшее отношение коэффициентов затухания в (6) равняется

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{\varkappa^2 + \varkappa(2 - \sigma) + 1}{\varkappa \sigma}, \quad (13)$$

по которой легко показать, что α_2/α_1 имеет минимальное значение при $\varkappa = 1$.

В таком случае

$$\alpha_1 = \alpha_r' \frac{\sigma}{2}; \quad \alpha_2 = \alpha_r' (2 - \frac{\sigma}{2}) \quad (I4)$$

и соответственно

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{4}{\sigma} - 1 = 10 \dots 400, \quad (I5)$$

так как в асинхронных машинах $\sigma = 0,01 \dots 0,35$ [1]. У асинхронных двигателей нормальных серий при $s = 1$ обычно $\alpha = 0,5 \dots 2$ и $\sigma = 0,05 \dots 0,15$ и соответственно отношение (I5) находится в пределах $25 \dots 100$.

Следовательно, при включении асинхронного двигателя с заторможенным ротором в кривой переходного момента имеется относительно **длинный** участок, характеризующийся после затухания **быстрозатухающих** составляющих одним коэффициентом затухания α_1 .

На этом участке пусковой момент описывается выражением

$$m(\tau) \approx m_n \left[1 - e^{-\alpha_1 \tau} \left(\cos \tau + \frac{1 + \alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \sin \tau \right) \right]. \quad (I6)$$

Определение коэффициента затухания α_1 может проводиться осциллографированием кривой пускового момента или использованием регистрирующего пикового вольтметра. Последующая обработка результатов проводится известными методами соответственно графически или расчетным путем.

После вычисления α_1 имеются все данные, необходимые для определения всех параметров схемы замещения при $s = 1$. Из уравнения (II) с учетом (I) можно получить:

$$x_m = \frac{r_2(r_1 - \alpha_1 x_\sigma)}{\alpha_1(r_1 + r_2)}. \quad (I7)$$

Принимая в формуле (I7) α_1 равным его экспериментально определенному значению α_{10} , **вводим** погрешность, **связанную** с упрощением квадратного корня (9). Расчетный коэффициент затухания α_1 , **соответствующий** первой формуле в (II), несколько меньше, а именно

$$\alpha_1 = \frac{\alpha_{10}}{1 + \delta_{\alpha_1}}, \quad (I8)$$

где относительная погрешность

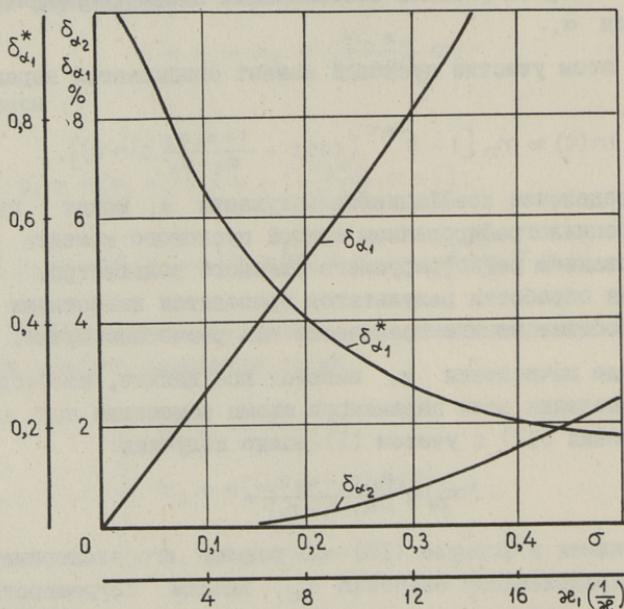
$$\delta_{\alpha_1} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4\alpha_{10}\sigma}{(1 + \alpha_{10})^2}} \right]. \quad (I9)$$

Расчет параметров схемы замещения проводится методом постепенного приближения. Сначала принимают $\alpha_1 = \alpha_{10}$ и $x_\sigma = x_k$ и рассчитывают все параметры. Затем уточняют значения α_1 и x_σ по формулам (18), (19) и (4) и вновь рассчитывают остальные параметры двигателя. Обычно достаточно одного итерационного шага.

Из анализа формулы (19) видно, что при $\sigma = \text{пост.}$ относительная погрешность максимальна при $\varepsilon = 1$ и симметрична к этому же значению ε . При этом отношение

$$\delta_{\alpha_1}^* (\varepsilon) = \frac{\delta_{\alpha_1} (\varepsilon \neq 1)}{\delta_{\alpha_1} (\varepsilon = 1)} \quad (20)$$

в реальных пределах изменения σ (0,01...0,35) практически не зависит от коэффициента рассеяния.

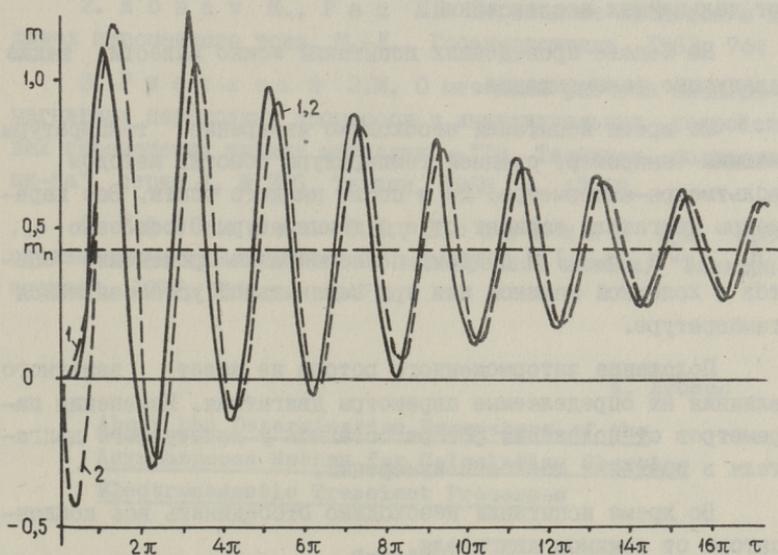


Фиг. 2. К погрешностям расчета коэффициентов затухания составляющих пускового момента.

Зависимости $\delta_{\alpha_1}(\sigma)$, $\delta_{\alpha_2}(\sigma)$ при $\varepsilon = 1$ и $\delta_{\alpha_1}^*(\varepsilon)$ приведены на фиг. 2, откуда видно, что $\delta_{\alpha_2} \ll \delta_{\alpha_1}$ и поэтому δ_{α_2} практически не влияет на точность определения пара-

метров двигателя.

По изложенной методике проводились испытания двигателя А02-42-4. Момент измерялся тензометрическим мостом, приклеенным к специальной торсионной муфте на валу двигателя. Выходной сигнал моста усиливался полупроводниковым усилителем и регистрировался шлейфовым осциллографом.



Фиг. 3. Пусковой момент двигателя А02-42-4.
— экспериментальный, - - - расчетный (1 — по точной и 2 — по приближенной формулам).

На фиг. 3 приведены экспериментальная кривая пускового момента (сплошная линия) и расчетные кривые (пунктирные линии 1 и 2), рассчитанные соответственно по точной (6) и приближенной (16) формулам.

Испытания двигателя А02-42-4 проводились при различных напряжениях питания. Было установлено, что около номинального значения изменение напряжения на 1% приводит к погрешности в определении α_{10} приблизительно на 1%. На точность определения параметров влияет также несинусоидальность напряжения. Испытания двигателя с питанием от магнитного усилителя показали, что все его параметры (кро-

ме r_1) значительно зависят от гармонического состава напряжения. Кроме того, при несинусоидальном напряжении высшие гармоники появляются и в кривой пускового момента, они значительно усложняют обработку осциллограммы и уменьшают ее точность. Возможности определения параметров двигателя с пониженным и несинусоидальным напряжением питания требуют дальнейших исследований.

На основе проведенных испытаний можно вывести также следующие рекомендации.

Во время испытаний необходимо измерение температуры машины (например, средней температуры обмотки методом вольтметра-амперметра) до и после каждого опыта. Все параметры двигателя зависят от его температуры \mathcal{E} (особенно r_1 , r_2 , α_s и α_r) и поэтому целесообразно проведение опытов с холодной машиной или при номинальной установившейся температуре.

Положение заторможенного ротора не имеет заметного влияния на определяемые параметры двигателя. Изменения параметров от положения ротора остались у испытуемого двигателя в пределах точности измерений.

Во время испытаний необходимо отсоединить все конденсаторы от зажимов двигателя.

В заключение можно сказать, что по предлагаемой методике определяется с наибольшей погрешностью коэффициент затухания α_1 (а следовательно и x_m , x_s и σ); точность определения зависит, в основном, от значения напряжения и точности обработки осциллограммы пускового момента. Второй источник погрешностей практически исключается в случае применения регистрирующих пиковых вольтметров. Осциллографированием при скорости пленки не менее $0,5 \text{ м.с}^{-1}$ и последующей корректной обработкой осциллограммы можно определить коэффициент затухания α_1 с погрешностью 3-4%.

Хорошая сходимость результатов многочисленных опытов и контрольные расчеты дают основание утверждать, что по предлагаемой методике можно при неизменной температуре машины определить параметры асинхронного двигателя в режиме $\varepsilon = I$ с погрешностью 5-6%.

Л и т е р а т у р а

1. Соколов М.М., Петров Л.П., Масандилов Л.Б., Ладензон В.А. Электрические переходные процессы в асинхронном электроприводе. М., "Энергия", 1967, 201 с.

2. Ковач К., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л., Госэнергоиздат, 1963, 744 с.

3. Ристхейн Э.М. О методике расчета электромагнитных переходных процессов в индивидуальных устройствах перемещения жидких металлов. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", серия А, № 266, Таллин, 1968, с. 43-58.

4. Ефименко Е.И., Лопухина Е.М. Преобразованная схема замещения асинхронной машины. "Электричество", 1977, № 2, с. 69-71.

A. Arusoo

About the Determination Parameters of the
Asynchronous Motors for Calculating Starting
Electromagnetic Transient Processes

Summary

A four-element substitution scheme and a system of differential equations with dimensionless units based on this scheme is given. Various possibilities of determination parameters for calculating starting electromagnetic transient processes are considered. A method of determination parameters based on the dynamic and static results of short circuit tests is suggested.

А.П.Рейнер, И.И.Теллинен, Я.Я.Ярвик

ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА УПРАВЛЯЕМОГО РЕАКТОРА

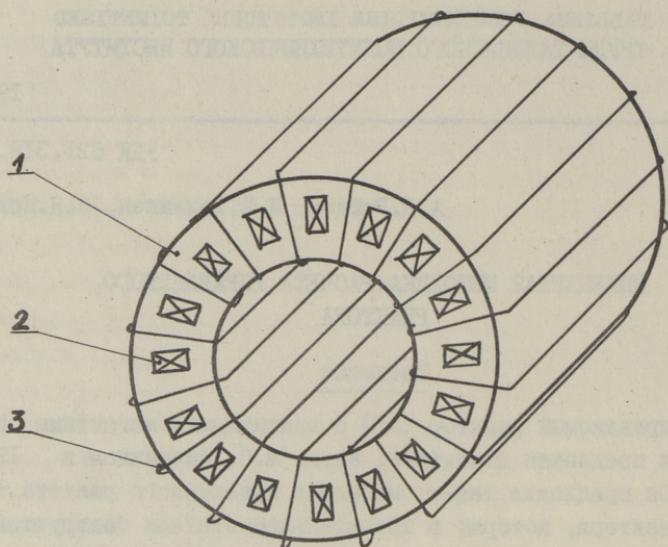
Введение

Управляемый реактор (УР) с вращающимся магнитным полем был предложен докт.техн. наук. М.С. Либкиндом в 1959 году. Он предложил также методику инженерного расчета такого реактора, которая в значительной степени базируется на методике, принятой при расчете электрических машин, через т.н. машинную постоянную и основывается на упрощенном представлении магнитного поля с использованием различных эмпирических зависимостей [1]. Выбор исходных величин в этой методике происходит на основе рекомендаций, существующих для асинхронных машин [2,3]. Основным в методике является то, что исходя из режима холостого хода определяются параметры номинального режима с целью обеспечения заданного коэффициента регулирования по току.

Применение рекомендаций, существующих для асинхронных машин в случае УР, затруднительно ввиду того, что режим работы УР имеет в некоторых вопросах принципиальное отличие. Серийный выпуск УР в настоящее время еще не освоен. Поэтому отсутствуют эмпирические зависимости, позволяющие достоверно учесть специфику реактора.

При оптимизации геометрии реакторов для упрощения расчета целесообразно ввести базовый размер, например, средний диаметр магнитопровода $D_{ср}$ и коэффициенты геометрии, которые аналитически связаны с мощностью реактора.

При составлении методики расчета в качестве рассматриваемого варианта УР принимается реактор с вращающимся магнитным полем и с аксиальными пазами (фиг. 1), который



Фиг. 1. Общий вид магнитопровода управляемого реактора:

- 1 - магнитопровод,
- 2 - рабочая обмотка,
- 3 - обмотка управления.

аналогичен реактору, предложенному М.С.Либкиндом [1]. Отличие будет состоять в том, что обмотка подмагничивания будет охватывать одновременно оба ярма. В таком реакторе, по сравнению с реактором, в котором подмагничивается одно ярмо, регулирование должно быть глубже, так как изменяется магнитное состояние обоих ярем. Кроме того, исходя из положений, приведенных в [4,5], в таком реакторе должен отсутствовать или быть сильно ослаблен эффект выпрямления магнитного потока, в магнитном потоке ярем должна отсутствовать вторая и кратные ей гармоники, вследствие чего значительно ослабляются вибрационные силы, а следовательно, и шум. Помимо этого при такой конструкции обмотки управления величина наводимой в ней переменной э.д.с. минимальна, что позволяет выполнять ее с облегченной изоляцией.

В принципе возможны как последовательное, так и параллельное включение УР. Принимая во внимание, что более распространенной является схема параллельного включения, остановимся на ней.

Фазные обмотки реактора могут соединяться как в звезду, так и в треугольник. Режим работы УР в этих условиях рассмотрен в [1]. Предпочтение отдается схеме соединения в звезду, которая позволяет избавиться от токов третьей гармоники, которые дополнительно нагружают рабочую обмотку при соединении ее в треугольник. Исходя из этого полагаем, что обмотки переменного тока соединены в звезду.

Расчет мощности

При электромагнитном расчете УР требуется определить аналитическую зависимость между геометрией, мощностью и кривой намагничивания стали магнитопровода. Для упрощения полагается, что реактор идеален, т.е. потери в стали, а также активное сопротивление и поток рассеяния фазовых обмоток реактора равны нулю. Как следствие отсюда вытекает, что из сети потребляется только реактивная мощность, равная реактивной мощности реактора. В этом случае действующее значение мощности ν -ой гармонической

$$Q_{\nu} = m E_{\nu} I_{\nu}. \quad (1)$$

Для многофазной обмотки

$$E_{\nu} = \sqrt{2} \pi f_{\nu} k_{\delta \nu} w \Phi_{\nu} = \sqrt{2} \pi \nu f_1 k_{\delta \nu} w \Phi_{\nu}; \quad (2)$$

$$I_{\nu} = \frac{\nu p^2 F_{\nu}}{0,9 \pi k_{\delta \nu} w}, \quad (3)$$

где f_{ν} и f_1 — частота ν -ой и I-ой гармонической;
 w и p — число витков и пар полюсов фазной обмотки;
 Φ_{ν} и $k_{\delta \nu}$ — амплитудное значение магнитного потока и обмоточный коэффициент для ν -ой гармонической;
 $2F_{\nu}$ — амплитудное значение результирующей м.д.с. на пару полюсов ν -ой гармонической;
 m — число фаз.

Можно показать, что реактивная мощность для ν -ой гармонической такого идеального реактора определяется следующим образом:

$$Q_{\nu} = C_1 \nu \alpha_{\nu} \frac{\pi}{2} k_{\text{гм}} D_{\text{ср}}^3 l_{\text{рвз}}^* H_{\text{ср}\nu} B_{\text{ср}\nu}. \quad (4)$$

где Q_{ν} — мощность ν -ой гармонической;

α_{ν} - коэффициент расчетной полюсной дуги для ν -ой гармонической;

$$C_1 = \frac{\sqrt{2} \pi f}{0,9} = 247 \text{ при } f_1 = 50 \text{ Гц;}$$

$K_{gm} = l_c / D_{cp}$ - коэффициент длины магнитопровода;

l_c - "чистая" длина стали магнитопровода;

D_{cp} - средний диаметр магнитопровода реактора (на высоте $1/2$ зубца),

$l_{рез}^* = l_{рез} / D_{cp}$ - относительная длина средней магнитной линии для ν -ой гармонической;

$H_{cp\nu}$ - амплитудное значение средней напряженности ν -ой гармонической поля по средней магнитной линии $l_{рез}$;

$B_{cp\delta\nu}$ - амплитудное значение индукции ν -ой гармонической в воздушном зазоре.

В дальнейшем расчет реактора ведется с учетом только 1 -ой гармонической, пренебрегая влиянием высших гармоник.

Рассмотрим ряд величин и коэффициентов, которые характеризуют реактор.

1. Коэффициент высоты зубца

$$K_{bz} = \frac{h_z}{\tau} = h_z \frac{2p}{\pi D_{cp}}. \quad (5)$$

2. Коэффициент длины магнитопровода

$$K_{gm} = l_c / D_{cp}. \quad (6)$$

3. Коэффициент ширины зубца

$$K_{wz} = \frac{b_z}{t_z} = \frac{b_z z}{\pi D_{cp}}. \quad (7)$$

Учитывая, что при $B_{cpz} < 1,8 \text{ Т}$, весь магнитный поток идет через зубцы [2,3]

$$K_{wz} = \frac{B_{cp\delta}}{B_{cpz}}. \quad (8)$$

4. Коэффициент ярма

$$K_{я} = \frac{B_{cp\delta}}{B_{cpя}}. \quad (9)$$

Учитывая непрерывность магнитного потока, можно записать

$$2h_{я} B_{cpя} = \alpha_1 \tau B_{cp\delta}, \quad (10)$$

подставляя (10) в (9), получим:

$$K_{я} = \frac{B_{cp\delta}}{B_{cpя}} = \frac{4p h_{я}}{\alpha_1 \pi D_{cp}} = \frac{2h_{я}}{\alpha_1 \tau}. \quad (11)$$

В ходе предварительного расчета можно полагать, что

$$\alpha_1 \approx \frac{2}{\pi} \quad [7].$$

Подставляя $\alpha_1 = \frac{2}{\pi}$ в (II), определяем

$$K_{\text{я}} = \frac{B_{\text{срб}}}{B_{\text{сря}}} = \frac{2\rho h_{\text{я}}}{D_{\text{ср}}}. \quad (I2)$$

5. Коэффициент насыщения зубца:

$$K_{\text{Hz}} = \frac{B_{\text{срз}}}{B_{\text{сря}}}. \quad (I3)$$

Подставляя (8) и (9) в (I3):

$$K_{\text{Hz}} = \frac{B_{\text{срз}}}{B_{\text{сря}}} = \frac{K_{\text{я}}}{K_{\omega z}}. \quad (I4)$$

Здесь h_z — высота зубца;

$h_{\text{я}}$ — высота ярма;

τ — полюсное деление;

p — число пар полюсов;

α_1 — коэффициент расчетной полюсной дуги для I-ой гармонической;

b_z — ширина зубца на среднем диаметре;

t_z — зубцовый шаг;

z — число зубцов;

$B_{\text{срб}}$ — амплитудное значение средней индукции I-ой гармонической в воздушном зазоре;

$B_{\text{срз}}$ — амплитудное значение индукции I-ой гармонической в зубце;

$B_{\text{сря}}$ — амплитудное значение средней индукции I-ой гармонической в ярме.

Относительная длина средней магнитной линии для I-ой гармонической может быть определена как

$$l_{\text{рез}}^* = \frac{l_{\text{рез}}}{D_{\text{ср}}} = l_{1\text{я}}^* + l_{2\text{я}}^* + l_z^* + l_{\delta}^* = \frac{\pi}{p} \left(1 + \frac{K_{1\text{я}} - K_{2\text{я}}}{2p} + K_{bz} \right), \quad (I5)$$

где относительная расчетная длина магнитной линии I-ой гармонической в первом ярме

$$l_{1\text{я}}^* = \frac{\pi}{2p} \left(1 + \frac{\pi}{2p} K_{bz} + \frac{K_{1\text{я}}}{2p} \right); \quad (I6)$$

во втором ярме

$$l_{2\text{я}}^* = \frac{\pi}{2p} \left(1 - \frac{\pi}{2p} K_{bz} - \frac{K_{2\text{я}}}{2p} \right); \quad (I7)$$

в зубцах

$$l_z^* = \frac{\pi}{p} K_{bz}; \quad (I8)$$

в воздушном зазоре

$$l_{\delta}^* = 2K_{\delta} \frac{\delta}{D_{\text{ср}}}, \quad (I9)$$

где k_{δ} - коэффициент Картера, определяемый по выражению

$$k_{\delta} = \frac{t_z + 10\delta}{b_z + 10\delta} \quad (20)$$

и δ - длина воздушного зазора.

Здесь при определении $l_{\text{рез}}^*$ учитывается, что длина магнитной линии в воздушном зазоре $l_{\delta} = 2k_{\delta}\delta \ll l_{\text{рез}}$.

Помимо этого рассмотрим относительную намагничивающую силу на пару полюсов для I-ой гармонической, которая определяется по следующей формуле:

$$2F^* = \frac{2F}{D_{\text{ср}}} = H_{\text{ср}} l_{\text{рез}}^* = l_{1\text{я}}^* H_{1\text{я}} + l_{2\text{я}}^* H_{2\text{я}} + l_z^* H_{\text{срз}} + l_{\delta}^* \frac{B_{\text{ср}}}{\mu_0} \quad (21)$$

Как показывают расчеты, неравномерное насыщение участков магнитопровода резко повышает максимально требуемую величину напряженности подмагничивания. Растут потери на перемагничивание и габариты реактора [6]. Исходя из этого можно рекомендовать изготовление реакторов так, чтобы индукции, особенно ярем, были бы равны:

$$B_{1\text{срЯ}} = B_{2\text{срЯ}} = B_{\text{срЯ}} \cong B_{\text{срз}} \quad (22)$$

Поэтому желательно стремиться к изготовлению ярем одинаковой высоты ($h_{1\text{я}} = h_{2\text{я}} = h_{\text{я}}$), а коэффициент насыщения зубца - $k_{\text{нз}}$, рекомендуется принять равным единице. Исходя из равенства

$$h_{1\text{я}} = h_{2\text{я}} = h_{\text{я}} \quad (23)$$

с учетом [12], определяется

$$k_{1\text{я}} = k_{2\text{я}} = k_{\text{я}} \quad (24)$$

Подставляя (24) в (15), в итоге получим

$$l_{\text{рез}}^* = l_{1\text{я}}^* + l_{2\text{я}}^* + l_z^* + l_{\delta}^* = \frac{\pi}{\rho} (1 + k_{\text{бз}}) \quad (25)$$

Преобразуя (4) с учетом (12) и (25) и принимая во внимание, что расчет идет по первой гармонической, получаем

$$Q_1 = C_1 \frac{\pi}{\rho} (1 + k_{\text{бз}}) k_{\text{я}} k_{\text{гм}} D_{\text{ср}}^3 H_{\text{ср}} B_{\text{срЯ}} \quad (26)$$

Рассмотрим более подробно вопрос об определении величины амплитуды напряженности I-ой гармонической магнитного поля - $H_{\text{ср}}$.

Задачей проектирования является необходимость получить заданную номинальную мощность реактора - Q_H . По (26) она определяется

$$Q_H = C_1 \frac{\pi}{\rho} (1 + K_{bz}) K_{\text{я}} K_{\text{гм}} D_{\text{ср}}^3 H_{\text{срн}} V_{\text{срян}} \quad (27)$$

Согласно (21)

$$H_{\text{ср}} = \frac{2F^*}{l_{\text{рез}}^*},$$

или при номинальном режиме

$$H_{\text{срн}} = \frac{2F_H^*}{l_{\text{рез}}^*}.$$

Тогда с учетом (18), (19) и (25) можно показать, что

$$H_{\text{срн}} = \frac{H_{1\text{ян}} l_{1\text{я}}^* + H_{2\text{ян}} l_{2\text{я}}^*}{l_{\text{рез}}^*} + H_{\text{срзн}} \frac{K_{bz}}{1 + K_{bz}} + \frac{V_{\text{србн}}}{\mu_0} \frac{2K_{\delta} \delta}{\pi(1 + K_{bz})} \rho \quad (28)$$

Таким образом, видно, что средняя номинальная напряженность (здесь и в дальнейшем имеется в виду амплитуда) в магнитопроводе разлагается на 3 части:

$$H_{\text{срн}}^I = \frac{H_{1\text{ян}} l_{1\text{я}}^* + H_{2\text{ян}} l_{2\text{я}}^*}{l_{\text{рез}}^*} \quad - \text{обусловлена напряженностью в ярах};$$

$$H_{\text{срн}}^{II} = H_{\text{срзн}} \frac{K_{bz}}{1 + K_{bz}} \quad - \text{обусловлена напряженностью магнитного поля в зубце};$$

$$H_{\text{срн}}^{III} = \frac{V_{\text{србн}}}{\mu_0} \frac{2K_{\delta} \delta}{\pi D_{\text{ср}}(1 + K_{bz})} \quad - \text{обусловлена индукцией в воздушном зазоре}.$$

Рассмотрим каждую составляющую. В случае, когда обмотка подмагничивания охватывает одновременно оба яра (так называемый вариант с неравномерным подмагничиванием), средняя напряженность поля подмагничивания на среднем диаметре при номинальном режиме определяется формулой

$$H_{\text{осрн}} = \frac{I_{\text{ун}} w_{\text{у}}}{\pi D_{\text{ср}}} \quad (29)$$

Отсюда, произведя необходимые преобразования,

$$H_{01\text{ян}} = \frac{H_{\text{осрн}}}{1 + \frac{\pi}{2\rho} K_{bz} + \frac{K_{\text{я}}}{2\rho}}; \quad (30)$$

$$H_{02\text{ян}} = \frac{H_{\text{осрн}}}{1 - \frac{\pi}{2\rho} K_{bz} - \frac{K_{\text{я}}}{2\rho}} \quad (31)$$

где $I_{ун}$ - номинальный ток управления;
 w_y - число витков обмотки управления;
 $H_{01ян}$ и $H_{02ян}$ - напряженность поля подмагничивания в наружном и во внутреннем яре при номинальном режиме.

Величины $H_{1ян}$ и $H_{2ян}$ определяются по кривым одновременного намагничивания ярем постоянным и переменным полями по заданным $B_{срян}$ и $H_{01ян}$ и $H_{02ян}$ [1].

При реакторе параллельного включения можно полагать, что индукция остается приблизительно постоянной величиной и мало отличается от номинальной.

Учитывая, что при постоянной индукции имеется примерно пропорциональная зависимость между напряженностью подмагничивания и переменного поля, можно ее аппроксимировать около точки номинального режима выражениями

$$H_{1ян} = H_{ясрн} + k (H_{01ян} - H_{осрн}),$$

$$H_{2ян} = H_{ясрн} + k (H_{02ян} - H_{осрн}),$$

где $H_{ясрн}$ - определяется по кривым намагничивания, исходя из $H_{осрн}$ при $B_{срян}$;

k - коэффициент пропорциональности.

Учитывая (30) и (31), получается:

$$H_{1ян} = H_{ясрн} + k \left(\frac{H_{осрн}}{1 + \frac{\pi}{2p} k_{bz} + \frac{k_{я}}{2p}} - H_{осрн} \right); \quad (32)$$

$$H_{2ян} = H_{ясрн} + k \left(\frac{H_{осрн}}{1 - \frac{\pi}{2p} k_{bz} - \frac{k_{я}}{2p}} - H_{осрн} \right). \quad (33)$$

Далее можно показать, что

$$H_{1ян} l_{1я}^* + H_{2ян} l_{2я}^* = H_{ясрн} \frac{\pi}{p}. \quad (34)$$

В этом случае, с учетом (25), (34)

$$H'_{срн} = \frac{H_{ясрн}}{1 + k_{bz}}. \quad (35)$$

Обусловленная индукцией в воздушном зазоре средняя напряженность поля

$$H'''_{срн} = \frac{B_{србн}}{\mu_0} \frac{2k_{\delta} \delta p}{\pi D_{ср} (1 + k_{bz})}. \quad (36)$$

Учитывая, что УР стремится выполнить с минимальным зазором δ , коэффициент Картера (20) для УР представим следующим образом

$$k_{\delta} = \frac{t_z + 10\delta}{b_z + 10\delta} \approx \frac{1}{b_z} = \frac{1}{k_{шз}}. \quad (37)$$

Подставляя (37) в (36), и учитывая (8)

$$H_{срн}''' = \frac{B_{срzn}}{\mu_0} \frac{2\rho}{\pi(1+k_{\delta z})} \frac{\delta}{D_{ср}}. \quad (38)$$

В итоге из (28) с учетом (35) и (38) получается

$$H_{срн} = \frac{H_{ясрн} + H_{срzn} k_{\delta z} + \frac{B_{срzn}}{\mu_0} \frac{\delta}{D_{ср}} \frac{2}{\pi} \rho}{1 + k_{\delta z}}. \quad (39)$$

Надо отметить, что хотя в (39) рассмотрен номинальный режим, уравнение правильно и при других режимах для УР с неравномерным подмагничиванием. Тогда можно записать

$$H_{ср} = \frac{H_{яср} + H_{срzn} k_{\delta z} + \frac{B_{срzn}}{\mu_0} \frac{\delta}{D_{ср}} \frac{2}{\pi} \rho}{1 + k_{\delta z}}. \quad (40)$$

Опыт проектирования показывает, что реакторы малой мощности целесообразно выполнять без воздушного зазора, т.е. $\delta = 0$, с протяжными обмотками. В результате этого, исходя из (39) для номинального режима

$$H_{срн} = \frac{H_{ясрн} + k_{\delta z} H_{срzn}}{1 + k_{\delta z}}. \quad (41)$$

Обычно в реакторах $H_{ясрн} \gg k_{\delta z} H_{срzn}$, тогда из (41) получим

$$H_{срн} = \frac{H_{ясрн}}{1 + k_{\delta z}}. \quad (42)$$

Для реакторов большой мощности можно сделать некоторые упрощения. Опыт расчетов показывает, что в номинальном режиме выполняется неравенство

$$H_{ясрн} \gg k_{\delta z} H_{срн} + \frac{B_{срzn}}{\mu_0} \frac{\delta}{D_{ср}} \frac{2}{\pi} \rho.$$

Тогда из (39) получим

$$H_{срн} = \frac{H_{ясрн}}{1 + k_{\delta z}}. \quad (43)$$

Эти максимально простые зависимости будут использоваться в процессе нахождения оптимальных параметров реактора и носят универсальный характер.

В результате, из (42) и (43)

$$H_{\text{срн}} = \frac{H_{\text{ясрн}}}{1 + k_{bz}}. \quad (44)$$

Подставляя (44) в (27) получим

$$Q_n = C_1 \frac{\pi}{P} k_{\text{я}} k_{\text{зм}} D_{\text{ср}}^3 H_{\text{ясрн}} B_{\text{срн}}. \quad (45)$$

Зависимость (45) можно использовать для оптимизации УР. Ее удобство заключается в том, что в нее входят непосредственно величины $H_{\text{ясрн}}$ и $B_{\text{срн}}$, которые определяются из кривых намагничивания стали.

Определение напряженности магнитного поля в магнитопроводе УР

Из теории электрических машин известно, что количество ампер-витков m -фазной обмотки пропорционально средней напряженности магнитного поля в магнитопроводе $H_{\text{ср}}$. Номинальное количество ампер-витков одной фазы $I_n w$ определяют сечение паза $b_n h_n$, коэффициент заполнения паза медью γ_{Cu} , номинальная плотность тока в обмотке Δ_n и количество пазов, занимаемых обмоткой одной фазы $z/2m$. Выражая все геометрические величины через средний диаметр магнитопровода $D_{\text{ср}}$ и учитывая, что $h_n = h_z$ и $b_n = t_z - b_z$, получаем формулу для определения номинальной средней напряженности первой гармонической в магнитопроводе в следующем виде:

$$H_{\text{срн}} = \frac{0,9\pi \gamma_{\text{Cu}} \Delta_n}{4\rho} k_{\text{об}} \frac{k_{bz}}{1 + k_{bz}} (1 - k_{\omega z}) D_{\text{ср}}, \quad (46)$$

где длина средней линии для реактора с равными высотами ярем согласно (15) определяется следующим образом

$$l_{\text{рез}} = l_{\text{рез}}^* D_{\text{ср}} = \frac{\pi}{P} (1 + k_{bz}) D_{\text{ср}}.$$

Отсюда, подставляя (46) в (44), получается

$$H_{\text{ясрн}} = \frac{0,9\pi \gamma_{\text{Cu}} \Delta_n}{4\rho} k_{\text{об}} k_{bz} (1 - k_{\omega z}) D_{\text{ср}}. \quad (47)$$

Для того, чтобы вывести УР на режим номинальной мощности, надо создать в его магнитопроводе напряженность поля подмагничивания, средняя величина которой $H_{\text{осрн}}$ на $D_{\text{ср}}$ определяется по (29). Требуемая величина $H_{\text{осрн}}$ определяется, с одной стороны, требуемой величиной номинального тока реактора, а с другой стороны, ограничена размещением

обмотки управления в магнитопроводе. При неравномерном подмагничивании величину $H_{осрн}$ начинает ограничивать размер внутреннего отверстия.

Величину $H_{осрн}$ при неравномерном подмагничивании определяют сечение внутреннего отверстия $\pi D_2^2/4$, заполнение отверстия медью $\gamma_{сuy}$ и номинальная плотность тока в обмотке управления $\Delta_{ун}$. Тогда из (29)

$$H_{осрн} = \frac{\gamma_{сuy} \Delta_{ун}}{4} \left(1 - \frac{\pi}{2\rho} k_{bz} - \frac{K_{я}}{\rho}\right)^2 D_{ср}, \quad (48)$$

где диаметр внутреннего отверстия магнитопровода

$$D_z = \left(1 - \frac{\pi}{2\rho} k_{bz} - \frac{K_{я}}{\rho}\right) D_{ср}.$$

Отсюда на основании (48) получается условие, ограничивающее возможность повышения $H_{осрн}$, а следовательно, и $H_{ясрн}$, при заданных $\Delta_{ун}$ и конструктивных размерах УР:

$$H_{осрн} \leq \frac{\gamma_{сuy} \Delta_{ун}}{4} \left(1 - \frac{\pi}{2\rho} k_{bz} - \frac{K_{я}}{\rho}\right)^2 D_{ср}. \quad (49)$$

С другой стороны, на выбор величины $H_{осрн}$ оказывает влияние необходимость обеспечить заданный коэффициент регулирования по току

$$K_I = \frac{I_n}{I_x} = \frac{H_{срн}}{H_{срх}}, \quad (50)$$

где I_n - номинальный ток реактора;

I_x - ток холостого хода.

Подставляя выражение (40) в (50) для режима холостого хода и номинальной нагрузки, получим

$$K_I = \frac{H_{срян} + k_{bz} H_{срzn} + \frac{B_{срzn}}{\mu_0} \frac{2}{\pi} \frac{\delta}{D_{ср}} \rho}{H_{срх} + k_{bz} H_{срzx} + \frac{B_{срzx}}{\mu_0} \frac{2}{\pi} \frac{\delta}{D_{ср}} \rho}. \quad (51)$$

Учитывая ранее принятое допущение, что

$$H_{ясрн} \gg k_{bz} H_{срzn} + \frac{B_{срzn}}{\mu_0} \frac{2}{\pi} \frac{\delta}{D_{ср}} \rho,$$

получается выражение для определения $H_{срян}$, обеспечивающее заданный коэффициент регулирования K_I

$$H_{срян} \geq K_I \left(H_{срх} + k_{bz} H_{срzx} + \frac{B_{срzx}}{\mu_0} \frac{2}{\pi} \frac{\delta}{D_{ср}} \rho \right), \quad (52)$$

где $H_{срх}$ - средняя напряженность магнитного поля в ярмах при холостом ходе;

$H_{срзх}$ — средняя напряженность магнитного поля в зубце при холостом ходе;

$B_{срзх}$ — средняя индукция в зубце при холостом ходе.

Таким образом, получена инженерная методика эскизного проектирования УР, которую можно будет использовать для оптимизации конструкции реактора и для нахождения оптимальных электромагнитных нагрузок активных материалов. Аналогично можно производить расчет УР с подмагничиванием только одного ярма. Данная методика расчета удобна для ее реализации на ЭВМ с целью оптимизации. Точность расчета в основном определяется точностью кривых одновременного намагничивания стали переменными и постоянными полями.

Л и т е р а т у р а

1. Л и б к и н д М.С., Черновец А.К. Управляемый реактор с вращающимся магнитным полем. М., "Энергия", 1971, 230 с.

2. П о с т н и к о в И.М. Проектирование электрических машин. Киев. Гостехиздат УССР, 1960, 912 с.

3. С е р г е е в П.С., В и н о г р а д о в Н.В., Г о р я и н о в Ф.А. Проектирование электрических машин. М., "Энергия", 1969, 632 с.

4. М и ш и н В.И. Статические нелинейные цепи с вращающимся магнитным полем. Кишинев, "Штиница", 1973, 194 с.

5. Р о з е н б л а т М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М., "Наука", 1966, 569 с.

6. С о к о л о в С.Е., Б р я н ц е в А.М., Д е в я т к и н А.М. К вопросу определения параметров токоограничающего управляемого реактора с вращающимся магнитным полем. — В сб. "Электроэнергетика", Алма-Ата, 1974, с. 158-165.

7. С о к о л о в С.Е. Предельная мощность управляемого реактора с вращающимся магнитным полем. Кандидатская диссертация. Л., 1970, 261 с.

Die Ingenieurberechnungsmethodik der gesteuerten
Drosselspule

Zusammenfassung

Es ist die Ingenieurmethodik der elektromagnetischen Berechnung der gesteuerten Drosselspule gegeben. In betrachteten Drosselspulen werden die beiden Joche magnetisiert.

Die Berechnung der Leistung und anderer Parameter wird durch die Verwendung des Grundaussmasses, der Geometrie-koeffizienten und der Kurven der gleichzeitigen Magnetisierung des Eisens in Gleich- und Wechselfeldern ausgeführt.

УДК 621.318.43

И.И.Теллинен, Я.Я.Ярвик

ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЯЕМОГО РЕАКТОРА

Введение

При проектировании управляемого реактора (УР) как и вообще электрических машин стремятся получить конструкцию с наилучшими технико-экономическими показателями и удовлетворяющую в определенных случаях специальным требованиям, которые удается свести к какому-либо критерию f - функции как от заданных параметров x_i , так и параметров, выбираемых при проектировании, y_i (размеров, нагрузок и т.д.).

$$f = f(x_1, \dots, x_n; y_1, \dots, y_m).$$

Эта функция может иметь в качестве аргумента технологические факторы, показатели надежности и т.д. Типичной проблемой при этом становится стремление получить максимум или минимум f при различного рода ограничениях, и в этом заключается основной процесс оптимизации.

Математическое решение таких задач представляет большие трудности и это является основной причиной, почему их никогда не решают в полном объеме, а пользуются несколько упрощенной математической моделью, в которой учитываются не все переменные и не все ограничения.

Таким образом, целью оптимизации является необходимость получения набора значений независимых переменных, обеспечивающих экстремум (обычно минимум) функции f . Функция f при этом называется целевой или критерием оптимизации. Независимыми переменными могут быть размеры, удельные электромагнитные нагрузки активных материалов и прочие конструктивные данные. Целевой функцией - масса, стоимость, приведенные затраты и т.д. Ряд величин - температура, ме-

ханическая прочность, условия размещения и т.п. могут выступать в виде ограничений.

Существует ряд математических методов для решения подобных задач. В частности, если целевая функция и система ограничений представляют собой линейные формы независимых переменных, то можно воспользоваться методом линейного программирования. Однако целевые функции рассматриваемые в электрических машинах и аппаратах, нелинейны (исключение не составляет и управляемый реактор), поэтому здесь необходимо пользоваться либо классическим методом поиска экстремума функции, что обычно очень сложно, либо можно воспользоваться методом выпуклого либо геометрического программирования. Существует также ряд других методов.

Решение этой задачи возможно также на ЭВМ. Самый простой способ поиска минимума при этом — перебор значений переменных с постоянным шагом. Однако при большом количестве переменных это приводит к очень большому количеству расчетов и соответственно возрастанию необходимого машинного времени. Для сокращения количества расчетов можно применять ряд методов, некоторые из них даны в [1].

Выбор целевой функции

Наиболее важной целевой функцией из всех технико-экономических показателей, по которым следует производить оптимизацию УР, по-видимому, являются приведенные годовые затраты. При этом нас интересует больше всего та часть функции, которая главным образом зависит от рассматриваемых переменных; те члены целевой функции, которые от них не зависят или зависят слабо, можно отбросить и не принимать во внимание. Благодаря этому, можно не рассматривать изоляцию, так как исходя из опыта проектирования электрических машин, ее выбор, а следовательно, и стоимость в основном определяются номинальным напряжением и условиями эксплуатации и мало зависят от геометрии магнитопровода. Стоимость изготовления УР зависит от очень многих, зачастую аналитически трудно учитываемых факторов, которые определяются конкретными условиями изготовителя. Поэтому можно в первом приближении пренебречь влиянием геометрии

УР на ее значение. Амортизационные отчисления можно также не учитывать ввиду их относительной малости.

Исходя из вышеуказанного, в качестве целевой функции оптимизации можно выбрать следующее выражение:

$$\mathcal{E} = \varepsilon_n C + \Delta P T C_3, \quad (I)$$

- где \mathcal{E} - условные приведенные годовые затраты на активные материалы;
- C - полная стоимость активных материалов, руб.;
- ΔP - полные потери активной мощности в УР, кВт;
- T - число часов использования номинальных потерь активной мощности в год, ч;
- ε_n - нормативный коэффициент окупаемости капитальных вложений в электроэнергетике $\varepsilon_n = 0,15$;
- C_3 - тариф на электроэнергию, руб./кВт·ч.

Произведенные упрощения значительно снижают трудоемкость аналитического описания целевой функции, на результаты же оптимизации это не оказывает существенного влияния.

Оптимизация управляемого реактора

В качестве рассматриваемого варианта примем УР с кольцевой обмоткой управления, охватывающей одновременно оба ярма, т.е. осуществляется режим неравномерного подмагничивания. На основе [3,4,5] исходя из необходимости расчета целевой функции и особенностей рассматриваемого варианта, получена следующая система расчетных зависимостей, описывающая УР:

$$Q_n = C_1 \frac{\pi}{p} K_A K_{gm} D_{cp}^3 H_{ясрн} B_{ясрн};$$

$$H_{ясрн} = \frac{0,9 \pi \gamma_{cu} \Delta_n K_{об} K_{bz} (1 - K_{шz}) D_{cp}}{4p};$$

$$H_{осрн} \leq \frac{\gamma_{cu} \Delta_{ун}}{4} \left(1 - \frac{\pi}{2p} K_{bz} - \frac{K_A}{p}\right)^2 D_{cp};$$

$$G_{я1} = q_c \frac{\pi D_{ср}^3}{2\rho} K_{я} K_{гм} \left(1 + \frac{\pi}{2\rho} K_{бз} + \frac{K_{я}}{2\rho}\right);$$

$$G_{я2} = q_c \frac{\pi D_{ср}^3}{2\rho} K_{я} K_{гм} \left(1 - \frac{\pi}{2\rho} K_{бз} - \frac{K_{я}}{2\rho}\right);$$

$$G_z = q_c \frac{\pi^2 D_{ср}^3}{2\rho} K_{гм} K_{шз} K_{бз};$$

$$G_{му} = q_m \frac{\pi^2 D_{ср}^2}{2\rho} (1 - K_{шз}) K_{бз} (K_{гм} + f\beta \frac{\pi}{2\rho}) \gamma_{сш};$$

$$G_{му} = q_m \frac{2\alpha\pi D_{ср}^2 H_{осрн}}{\Delta_{ун}} \left(K_{гм} + \frac{\pi}{2\rho} K_{бз} + \frac{K_{я}}{\rho}\right);$$

$$G_{я} = q_c \frac{\pi D_{ср}^3}{\rho} K_{я} K_{гм};$$

$$\Delta P_{мн} = 2,4 \Delta_n^2 G_{мр} \cdot 10^{-6};$$

$$\Delta P_{ун} = 2,4 \Delta_{ун}^2 G_{му} \cdot 10^{-6};$$

$$\Delta P_{ян} = [1,2\alpha(1 + V_{01ян}^n) + 1,7\beta] V_{ясрн}^2 G_{я1};$$

$$\Delta P_{ян} = [1,6\alpha(1 + V_{02ян}^n) + 2,3\beta] V_{ясрн}^2 G_{я2};$$

$$\Delta P_z = (1,3\alpha + 3,53\beta) V_{срзн}^2 G_z;$$

$$V_{ясрн} > 1,14T, \quad n = 2 + (V_{ясрн} - 1,14) 1,74;$$

$$V_{ясрн} \leq 1,14T, \quad n = 2 + (1,14 - V_{ясрн}) 4,41;$$

$$K_{нз} = \frac{V_{зср}}{V_{яср}} = \frac{K_{я}}{K_{шз}}.$$

Здесь Q_n — номинальная мощность УР;

$K_{я}$ — коэффициент ярма;

$K_{гм}$ — коэффициент длины;

- k_{bz} - коэффициент высоты зубца (паза);
 k_{wz} - коэффициент ширины зубца;
 k_{nz} - коэффициент насыщения зубца;
 $D_{ср}$ - средний расчетный диаметр магнитопровода;
 p - число пар полюсов;
 $H_{ясрн}$ - амплитуда средней напряженности ярем I-й гармонической;
 $V_{ясрн}$ - амплитуда средней номинальной индукции в ярях I-й гармонической;
 Δ_n и $\Delta_{ун}$ - номинальная плотность тока в рабочей и управляющей обмотках;
 $\gamma_{сн}$ - коэффициент заполнения паза медью;
 $\gamma_{сну}$ - максимально достижимый коэффициент заполнения медью внутреннего отверстия магнитопровода;
 g_c и g_m - плотности электротехнической стали и меди;
 $G_{я}$, G_z , $G_{мр}$, $G_{му}$ - массы ярем, зубцов, рабочей и управляющей обмотки;
 $\Delta P_{нн}$, $\Delta P_{ун}$, $\Delta P_{я1н}$, $\Delta P_{я2н}$, ΔP_z - основные потери активной мощности в рабочей обмотке, обмотке управления, в I-м и 2-м ярях и зубцах.

Исходя из полученных зависимостей была составлена программа расчета оптимального варианта УР на ЭВМ при заданной мощности и числе пар полюсов. В качестве независимых переменных были приняты $V_{ясрн}$, $H_{ясрн}$, Δ_n , $\Delta_{ун}$, k_{bz} , k_{wz} и $k_{я}$. Коэффициент насыщения зубца k_{nz} в первом приближении принимался равным единице, т.е. индукции I-й гармонической в яреме и зубцах предполагались равными. Кроме того, в исходных данных расчета в память ЭВМ вводились следующие параметры:

- массив точек кривых одновременного намагничивания ярем из электротехнической стали Э41;
- массив точек исходной кривой намагничивания стали Э41;
- плотность электротехнической стали $g_c = 7,55 \text{ кг/дм}^3$;
- цена стали $C_{ст} = 0,32 \text{ руб/кг}$;
- удельные потери на гистерезис $a = 1,1 \text{ Вт/кг}$;
- удельные потери на вихревые токи $b = 0,45 \text{ Вт/кг}$;
- плотность обмоточной меди $g_m = 8,9 \text{ кг/дм}^3$;

- цена обмоточной меди $C_m = 1,17$ руб/кг;
- коэффициент, учитывающий увеличение длины лобовых частей обмотки по сравнению с ее шагом $f = 2,4$;
- относительный обмоточный шаг $\beta = 5/6$;
- обмоточный коэффициент $K_{об} = 0,925$;
- коэффициент заполнения паза медью $\gamma_{cu} = 0,35$;
- максимально достижимый коэффициент заполнения внутреннего отверстия магнитопровода медью $\gamma_{свч} = 0,4$;
- коэффициент, учитывающий отношение средней длины витка обмотки управления к охватываемому ею периметру $\alpha = 1,2$;
- тариф на электроэнергию $C_3 = 2,5$ коп/кВт·ч;
- число часов использования номинальных потерь активной мощности в год $T = 4000$ ч;
- нормативный коэффициент окупаемости капитальных вложений в электроэнергетике $\epsilon_n = 0,15$.

Выявление оптимальных параметров УР различной мощности

По вышеописанной программе были рассчитаны оптимальные варианты УР мощностью 10, 100, 1000, 10000, 100000квар с числом пар полюсов 1 и 2.

Одним из важнейших результатов этих расчетов было то, что была установлена величина оптимальной индукции в ярмах. Она оказалась в пределах 1,1 - 1,2 Т и не зависит от номинальной мощности УР. Очевидно, что при значении $B_{ясрн}$ обеспечивается оптимальное соотношение между стоимостью стали магнитопровода и потерями в нем. Было установлено, что наиболее оптимальной величиной коэффициента ширины зуба $K_{шз}$, а с ним и коэффициента ярма $K_я$ (т.е. $K_{нз} = 1$) являются следующие значения:

При $2p = 2$	$K_{шз} = 0,25$,
при $2p = 4$	$K_{шз} = 0,4$.

Важным результатом является то, что установлены оптимальные величины плотностей тока в рабочей обмотке Δ_n , а также средних номинальных напряженностей в ярме $H_{ясрн}$. Оптимальное значение $H_{ясрн}$, как и ожидалось, зависит от

номинальной мощности УР, следовательно, оптимальное значение коэффициента регулирования по току K_I также зависит от мощности УР.

Величина оптимальной плотности тока в рабочей обмотке Δ_n находится в пределах 1,5–2,5 А/мм². Величина оптимальной плотности тока в обмотке управления $\Delta_{ун}$ изменяется в довольно широких пределах 1,5 – 4,0 А/мм² и, по видимому, ее величину следует выбирать при расчете обмотки управления, ориентируясь на быстроедействие УР, которое зависит от мощности, расходуемой на управление.

Оптимальное значение коэффициента высоты зубца k_{bz} также зависит от числа пар полюсов и составляет при $2p = 2$ $k_{bz} = 0,13-0,20$, а при $2p = 4$ $k_{bz} = 0,40$.

На основании этих данных можно рассмотреть такой важный показатель геометрии магнитопровода, как отношение высоты паза h_n и ширины паза b_n .

$$\frac{h_n}{b_n} = \frac{k_{bz} \tau}{(1-k_{wz}) \frac{\pi D_{cp}}{2}} = \frac{k_{bz} \pi D_{cp} z}{(1-k_{wz}) 2p \pi D_{cp}} = \frac{k_{bz} z}{(1-k_{wz}) 2p} = m q \frac{k_{bz}}{1-k_{wz}}$$

При $m = 3$ и $q = 4$ получим:

$$\frac{h_n}{b_n} = 12 \frac{k_{bz}}{1-k_{wz}}$$

Тогда оптимальная величина h_n/b_n при $2p = 2$ составляет

$$\frac{h_n}{b_n} = 12 \frac{0,19}{1-0,25} = 3,1$$

и при $2p = 4$

$$\frac{h_n}{b_n} = 12 \frac{0,4}{1-0,4} = 8.$$

Интерес представляет также рассмотрение величины отношения высоты зубца (паза) к величине среднего диаметра D_{cp} .

Рассмотрим оптимальные значения $\frac{h_z}{D_{cp}} = k_{bz} \frac{\pi}{2p}$.

При $2p = 2$

$$\frac{h_z}{D_{cp}} = 0,2 \frac{\pi}{2} = 0,314.$$

При $2p = 4$

$$\frac{h_z}{D_{cp}} = 0,4 \frac{\pi}{4} = 0,314.$$

Таким образом, получается ценный результат для инженерного расчета, согласно которому величину высоты зубца (паза)

следует выбирать, исходя из соотношения

$$h_z \cong 0,314 D_{cp}.$$

Сравнение величин h_n/b_n и h_z/D_{cp} с аналогичными соотношениями для асинхронных двигателей позволяет указать следующее:

а) соотношение h_n/b_n для асинхронных двигателей достигает максимума - 5, т.е. в этом смысле пазы УР при $2p = \pm 2$ аналогичны асинхронным двигателям, при $2p = 4$ они более вытянуты, это ведет к увеличению пазового рассеяния;

б) величина соотношения h_n/D_{cp} для асинхронных двигателей составляет примерно 0,05-0,1, для УР эту величину желательно выбрать примерно 0,314.

Это подтверждает необходимость особого подхода к проектированию УР и неприменимость рекомендаций, которые существуют для электродвигателей по выбору геометрических соотношений магнитопровода.

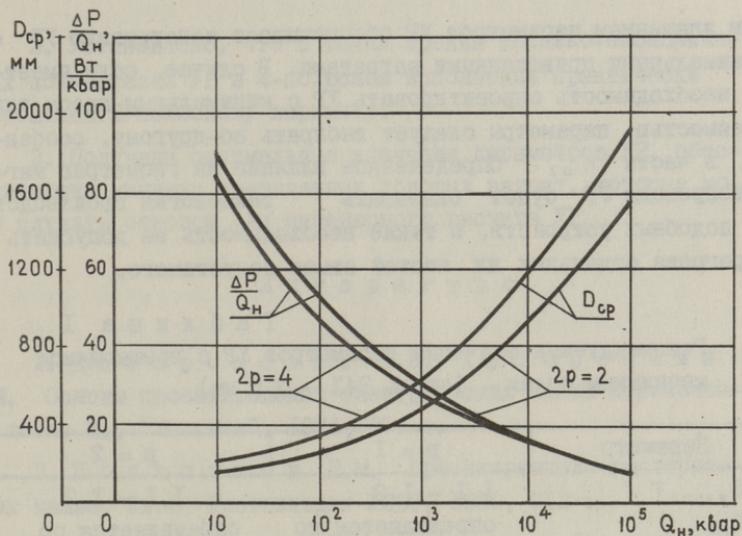
Оптимальный коэффициент длины магнитопровода k_{gm} изменяется в довольно широком диапазоне $k_{gm} = 0,7-1,9$ и зависит в общем от числа пар полюсов. Его величину в каждом конкретном случае следует рассчитывать при инженерном расчете.

Помимо этих результатов установлено, что величина оптимального среднего диаметра магнитопровода D_{cp} определяется номинальной мощностью УР.

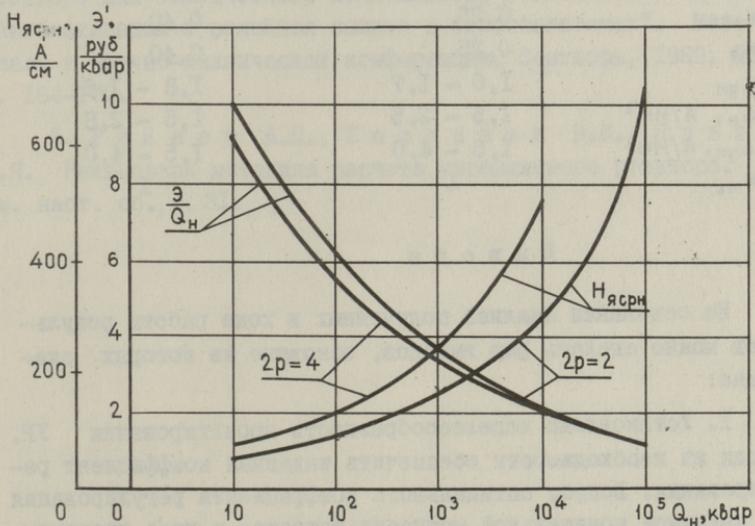
Рекомендуемые значения $H_{ясрн}$ и D_{cp} в зависимости от номинальной мощности УР Q_n представлены на фиг. 1 и 2. Там же представлены зависимости, характеризующие относительные потери активной мощности и приведенные годовые затраты УР в зависимости от Q_n .

Следует отметить, что все оптимальные УР получаются с конструкцией, у которой обмотка управления полностью заполняет внутреннее отверстие магнитопровода. Это наводит на мысль о стремлении максимально повысить коэффициент заполнения внутреннего отверстия медью $\chi_{сц}$.

Полученные результаты анализа программ расчета УР разной мощности занесены в таблицу 1. В заключение следует сказать, что проектирование по указанным рекомендуе-



Фиг. 1. Зависимость удельных потерь $\frac{\Delta P}{Q_H}$ и среднего диаметра магнитопровода $D_{\text{ср}}$ от мощности управляемого реактора.



Фиг. 2. Зависимость удельных годовых затрат на активные материалы $\frac{\text{Э}}{Q_H}$ и номинальной средней напряженности в ямах магнитопровода $N_{\text{я ср}}$ от мощности управляемого реактора.

мым значениям параметров УР обеспечивает конструкцию УР с минимальными приведенными затратами. В случае, если имеется необходимость спроектировать УР с минимальным весом или стоимостью, параметры следует выбирать по-другому, особенно в части $k_{шз}$. Определенное влияние на геометрию магнитопровода УР будет оказывать технология производства подобных устройств, а также необходимость не допускать перегрева отдельных их частей свыше допустимого.

Т а б л и ц а I
Рекомендуемые значения параметров УР с вращающимся магнитным полем (сталь Э41 - 0,5 мм)

Параметр	$p = 1$	$p = 2$
$B_{я\text{срн}}, T$	1,1 - 1,2	1,1 - 1,2
$D_{ср}$	определяется по фиг. 1	определяется по фиг. 1
$H_{я\text{срн}}$	определяется по фиг. 2	определяется по фиг. 2
$k_{вз}$	0,18 - 0,20	0,40
$k_{шз}$	0,25	0,40
$k_{я}$	0,25	0,40
$k_{гм}$	1,0 - 1,7	1,8 - 1,6
$\Delta_n, A/mm^2$	1,5 - 2,5	1,5 - 2,5
$\Delta_{ун}, A/mm^2$	1,5 - 4,0	1,5 - 4,0
$k_{нз}$	1	1

В ы в о д ы

На основании анализа полученных в ходе работы результатов можно сделать ряд выводов, основные из которых следующие:

I. Установлена нецелесообразность проектирования УР, исходя из необходимости обеспечить заданный коэффициент регулирования. Вопрос оптимального коэффициента регулирования при заданной номинальной мощности решается в ходе проектирования, после определения оптимальной величины напряженности поля в УР.

2. Установлено, что с точки зрения технико-экономических показателей УР в 4-полюсном исполнении практически равноценен 2-полюсному варианту.

3. Получены оптимальные значения параметров УР, обеспечивающие минимум приведенных годовых затрат, которые могут служить основой для инженерного расчета УР.

Л и т е р а т у р а

2. Домбровский В.В., Хуторецкий Г.М. Основы проектирования электрических машин переменного тока. М., "Энергия", 1974, 504 с.

2. Постников И.М. Проектирование электрических машин. Киев, Гостехиздат УССР, 1960, 912 с.

3. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов. М., "Энергия", 1968, 455 с.

4. Ключенович В.И. О потерях в управляемом реакторе для статического компенсатора реактивной мощности "Автоматизация и релейная защита в энергосистемах". Материалы к научно-технической конференции. Сентябрь, 1969, Л., с. 164-172.

5. Рейнер А.П., Теллинен И.И., Ярвик Я.Я. Инженерная методика расчета управляемого реактора. См. наст. сб., с. 31.

Die Optimierung der gesteuerten Drosselspule

Zusammenfassung

Auf der Grundlage der Ingenieurberechnungsmethodik ist das Rechenprogramm der optimalen Drosselspule zusammengestellt und realisiert worden.

Es wurden die Optimierungskriterien verglichen.

Mit Hilfe der Rechenmaschine wurden die Empfehlungen für die Auswahl der Ausmasse der Drosselspulenmagneteleiter berechnet, um die besten technisch-ökonomischen Wertzahlen zu erhalten.

УДК 621.318.43.013.23

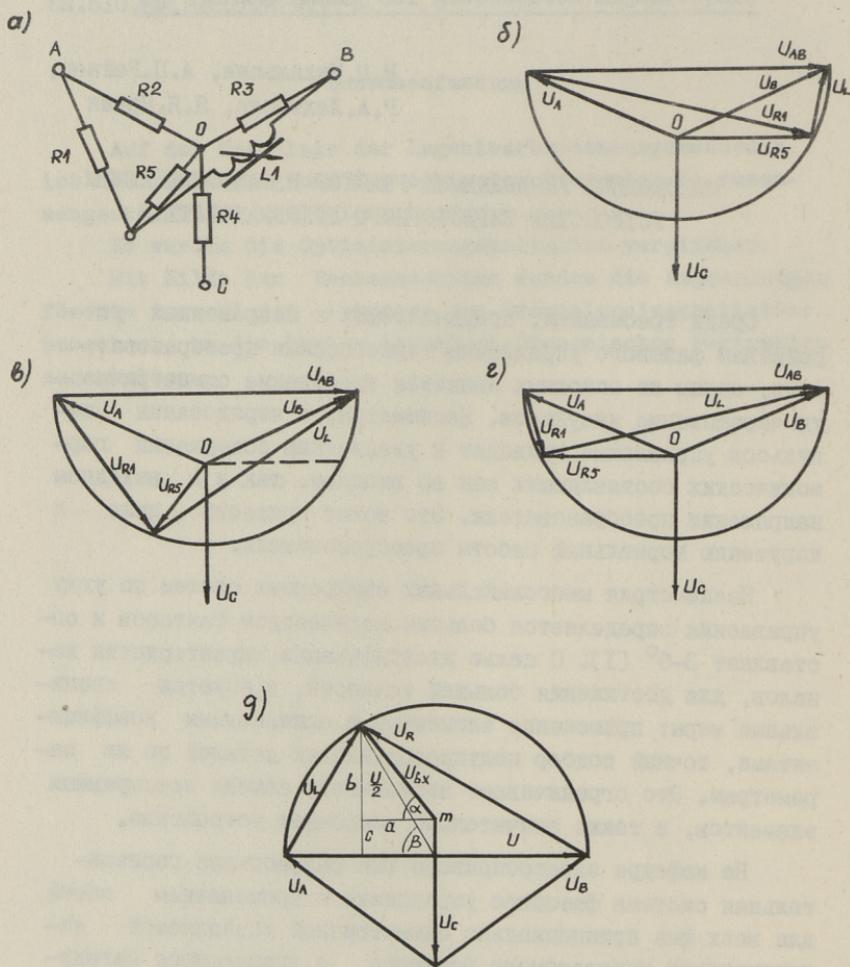
Р.Ц. Михальски, А.П. Рейнер,
Р.А. Лахтметс, Я.Я. Ярвик

МАЛОМОЩНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ РЕАКТОР В ФАЗОСДВИГАЮЩЕМ
УСТРОЙСТВЕ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Среди требований, предъявляемых к современным устройствам фазового управления тиристорными преобразователями, одним из основных является требование симметричности чередования импульсов. Несимметрия в чередовании импульсов управления приводит к увеличению содержания гармонических составляющих как во входном, так и в выходном напряжении преобразователя. Это может привести даже к нарушению нормальной работы преобразователя.

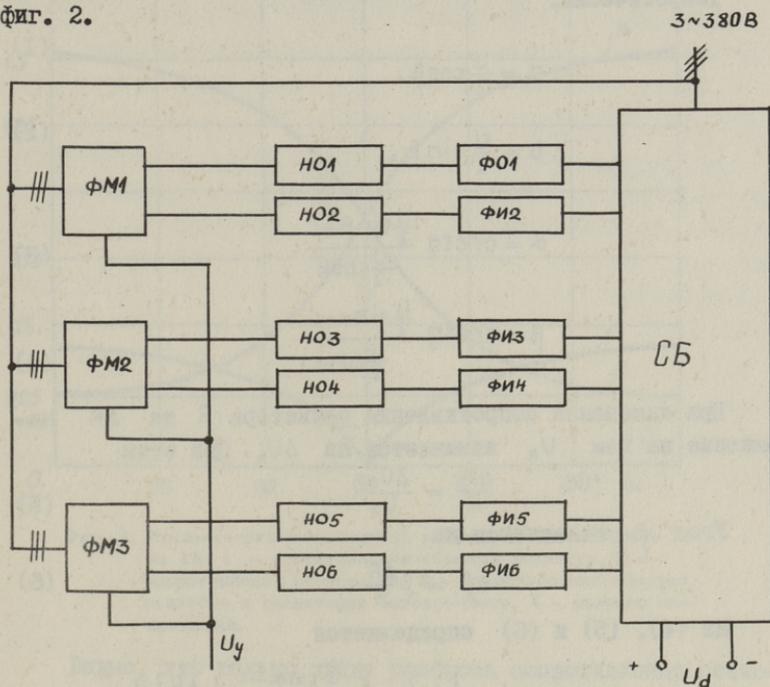
Несимметрия многоканальных синхронных систем по углу управления определяется большим количеством факторов и составляет $3-6^{\circ}$ [1]. С целью идентификации характеристик каналов, для достижения большей точности, требуются специальные меры: применение элементов с одинаковыми коэффициентами, точный подбор полупроводниковых деталей по их параметрам. Это ограничивает возможность замены неисправных элементов, а также значительно удорожает устройство.

На кафедре электропривода ТПИ разработана горизонтальная система фазового управления с применением общей для всех фаз принципиально симметричной управляемой индуктивности управляемого реактора с вращающимся магнитным полем. Такая система управляется постоянным током в общей для всех каналов и фаз обмотке подмагничивания управляемого реактора. Схема и векторные диаграммы одной фазы такого фазосдвигающего моста приведены на фиг. 1. Полученное с этого моста горизонтальносдвинутое синусои-



Фиг. 1. Схема и векторные диаграммы одной фазы трехфазного потенциометрического фазосдвигающего моста: а - принципиальная схема, б - векторная диаграмма при $U_L = U_{Lmin}$, в - то же при $U_L = U_{Lvar}$, г - то же при $U_L = U_{Lmax}$, д - то же, к расчету несимметрии.

дальнее напряжение в момент прохождения через нуль в нуль-органе преобразуется в импульсы. Эти импульсы усиливаются, в формирователях импульсов им придают требуемую длительность, и только после этого ими управляют силовым блоком преобразователя. Структурная схема системы приведена на фиг. 2.



Фиг. 2. Структурная схема тиристорного преобразователя с горизонтальной системой фазового управления: ФМ - фазосдвигающий мост, НО - нульорган, ФИ - формирователь импульсов, СБ - силовой блок.

Для анализа влияния разброса параметров элементов фазосдвигающего моста рассматривается его векторная диаграмма (фиг. 1, д). Оценивается, как при разных значениях угла управления влияет на несимметрию управляющих импульсов изменение параметров обмотки реактора и изменение сопротивлений резисторов.

На векторной диаграмме обозначены:

- U — линейное напряжение;
- α — угол управления;
- β — угол между векторами выходного и входного напряжений;
- c — смещение центра (точки m).

Теоретически:

$$a = \frac{U}{2} \cos \beta, \quad (1)$$

$$b = \frac{U}{2} \sin \beta, \quad (2)$$

$$\alpha = \arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \beta - c}{\frac{U}{2} \cos \beta}, \quad (3)$$

$$\beta = \arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha}. \quad (4)$$

При изменении сопротивления резистора R на ΔR напряжение на нем U_R изменяется на ΔU_R . При этом

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta U_R}{U_R}. \quad (5)$$

Угол β изменяется на

$$\Delta \beta = \beta \frac{\Delta R}{R}. \quad (6)$$

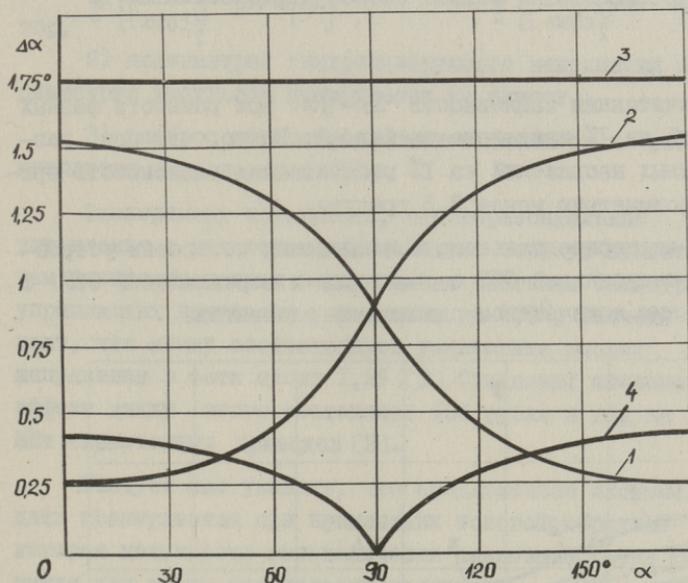
Из (4), (5) и (6) определяется

$$\Delta \alpha = \arctg \frac{\frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{U}{2} \sin \beta - c}{\frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{U}{2} \cos \beta} = \arctg \frac{\left[\sin \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \frac{\Delta R}{R} \right] \frac{U}{2} - c}{\left[\cos \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \frac{\Delta R}{R} \right] \frac{U}{2}}. \quad (7)$$

Аналогично при изменении сопротивления фазовой обмотки реактора на ΔR_L угол управления меняется на

$$\Delta \alpha = \arctg \frac{\left[\sin \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \frac{\Delta R_L}{R_L} \right] \frac{U}{2} - c}{\left[\cos \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \frac{\Delta R_L}{R_L} \right] \frac{U}{2}}. \quad (8)$$

Рассчитанные по (7) и (8) значения изменения угла управления $\Delta\alpha$ при изменении параметров $\frac{\Delta U_R}{U_R} = \frac{\Delta R_L}{R_L} = 0,01$ и $c = 3В$ приведены на фиг. 3.



Фиг. 3. Несимметрия управляющих импульсов при разбросе на 1%: 1 - сопротивления обмотки реактора, 2 - сопротивления резисторов, 3 - сопротивления обмотки реактора и резисторов одновременно, 4 - фазного напряжения.

Видно, что только ввиду разброса сопротивления резисторов и обмотки реактора на 1% несимметрия достигает 1,75 градуса.

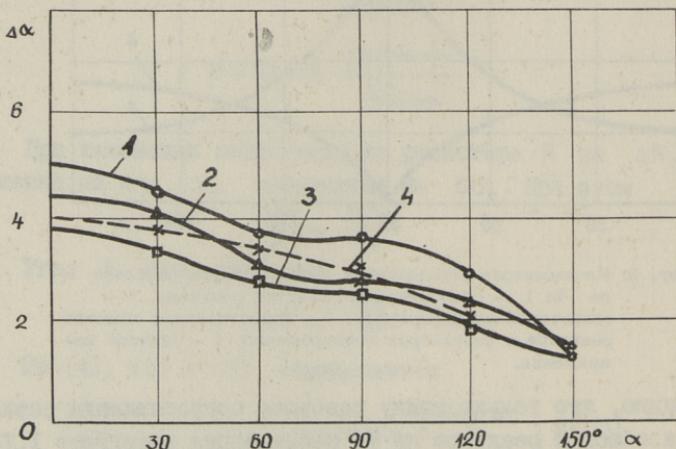
Несимметрия управляющих импульсов зависит также от несимметрии синхронизирующего напряжения. Разность фазных напряжений влияет на положение точки m (см. фиг. 1, д). По (3) и (4) можно написать

$$\Delta\alpha = (\alpha + \Delta\alpha) - \alpha = \text{arctg} \frac{\frac{U}{2} \sin\beta - c + \Delta c}{\frac{U}{2} \cos\beta} - \text{arctg} \frac{\frac{U}{2} \sin\beta - c}{\frac{U}{2} \cos\beta} =$$

$$= \arctg \frac{\left[\sin \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \right] \frac{U}{2} - c + \Delta c}{\left[\cos \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \right] \frac{U}{2}} - \arctg \frac{\left[\sin \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \right] \frac{U}{2} - c}{\left[\cos \left(\arctg \frac{\frac{U}{2} \sin \alpha - c}{\frac{U}{2} \cos \alpha} \right) \right] \frac{U}{2}} \quad (9)$$

Рассчитанная зависимость $\Delta\alpha = f(\alpha)$ при разности фазных напряжений на 1% приведена на фиг. 3. Видно, что при разности фазных напряжений на 1% рассчитанная зависимость причиняет несимметрию менее 0,5 градуса.

Для экспериментального исследования построены устройства горизонтальной СФУ с реактором и вертикальной СФУ с максимальным количеством одинаковых элементов.



Фиг. 4. Несимметрия угла управления: 1 - при горизонтальной системе управления с реактором с обмоточным шагом 6/9; 2 - то же, с обмоточным шагом 7/9; 3 - то же, с обмоточным шагом 8/9; 4 - при вертикальной системе управления.

Симметричность исследовалась с помощью специально изготовленного для этого фазоизмерительного прибора - ФИП-I. Точность прибора - 15 минут. Экспериментально определенный разброс угла управления при разных реакторах приведен на фиг. 4. Там же для сравнения показан разброс угла управления вертикальной системы.

Сравнивая кривые фиг. 4 и 3, можно сделать следующие выводы:

- 1) на несимметрию больше влияют резисторы, чем реактор,
- 2) несимметрия синхронизирующего напряжения на несимметрию импульсов практически не влияет,
- 3) разброс параметров обмоток реактора и резисторов находится в пределах 2-3%.

Эксперимент показывает, что горизонтальная система управления с реактором обеспечивает большую симметричность, чем распространенная вертикальная система. Симметричность управляющих импульсов улучшается на $0,9^\circ$. Расчеты показывают, что этому соответствует уменьшение высших гармоник напряжения в сети около 1,2% [2]. Ожидаемый экономический эффект ввиду этого составляет 102 рубля в год на каждый МВт тиристорных приводов [2].

Следует еще указать, что предложенная система может дать преимущества при применении токовой обратной связи, которая получается гальванически развязанной без использования для этого специальных средств.

Л и т е р а т у р а

1. Писарев А.Л., Деткин Л.П. Управление тиристорными преобразователями. М., "Энергия", 1975, 264 с.

2. Исследование маломощных управляемых реакторов для фазосдвигающего устройства. Отчет о НИР № 546. Таллин, 1977, ТПИ, 176 с.

R. Mikhalski, A. Reiner,
R. Lahtmaets, J. Järvi

Controlled Reactor in the Pulse Delay Circuit
of Thyristor Convertors

Summary

To improve the symmetry of exit impulses in the multi-canal pulse delay circuit of thyristor convertors a controlled reactor with a rotating magnetic field is suggested to use. On the basis of the elaborated construction the influence of various elements of the system on the origin of asymmetry is analysed.

УДК 621.314.632:621.316.9

Я.К.Лоотус, Ю.Х.Треуфельд,
Т.Ю.Тулдава

ЗАЩИТА ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ ОПРОКИДЫВАНИИ ИНВЕРТОРА

Многие аварийные режимы тиристорных преобразователей вызваны не полными отказами каких-либо элементов, а случайными переходящими явлениями. Поэтому полное отключение преобразователя в любом случае не является целесообразным и оправданным.

В тиристорном преобразователе постоянного тока, работающем частыми реверсами, одной из наиболее характерных и вероятных аварий является срыв инвертора. В подавляющем большинстве случаев срыв инвертора происходит вследствие перегрузок, сбоя в системе управления и т.п., являющихся случайными и переходящими причинами. Воздействием на систему управления можно предотвратить развитие аварии при опрокидывании зависимого инвертора, если в цепи источника постоянного тока имеется достаточно большая индуктивность [1].

Ниже приводятся некоторые результаты разработки и экспериментального исследования системы защиты, позволяющей ликвидировать случайные срывы инвертора воздействием на систему управления. Защита испытана на преобразователе типа КТУ.

Структурная схема системы защиты приведена на фиг. 1. В схеме используются следующие обозначения функциональных узлов и напряжений:

- BC1, BC2 — силовые группы тиристорного преобразователя;
- М — двигатель постоянного тока;
- SF1, SF2 — силовые автоматы тиристорного преобразователя;

- ДТ1, ДТ2 - датчики тока (на базе элемента Холла);
 УДТ - усилитель выходных сигналов датчиков тока ДТ1 и ДТ2;
- ЭСН1, ЭСН2 - элементы сравнения напряжения;
 ДРР - датчик режима работы;
 ДПСТ - датчик проводящего состояния тиристоров;
 ДУИ - датчик управляющих импульсов;
 УЛАИ - узел логики аварий инвертора;
 УЛЗ - узел логики защиты;
 ФУЗ - функциональный узел защиты;
 УПИ - узел подачи импульсов;
 УОА - узел отключения автоматов;
 УСУ - узел согласования управления;
- С1, С2, С3 - сигнализация работы системы защиты;
 U1 - сигнал аварии от датчика максимального тока;
 U2 - сигнал аварии инвертора;
 U3 - сигнал датчика режима работы;
 U4 - сигнал для подачи управляющих импульсов;
 $\overline{U4}$ - сигнал для увеличения угла опережения β ;
 U5 - сигнал для уменьшения угла опережения β до прежнего значения;
 U6 - сигнал для отключения автоматов и увеличения угла управления α до α_{max} ;
 U7 - сигнал блокировки выхода УЛАИ;
 U8 - сигнал напряжения, воздействующий на возврат системы защиты в исходное состояние;
- $U_{\text{ФУЗ}}$ - выходное напряжение ФУЗ;
 U_y - напряжение управления КТУ;
 $U_{\text{упр}}$ - управляющее напряжение КТУ.

Система защиты имеет следующие датчики аварийных режимов:

а) датчик максимального тока ДМТ, состоящий из датчиков тока ДТ1 и ДТ2, установленных в катодных цепях различных групп преобразователя и усилителя сигналов от датчиков тока УДТ,

б) датчик аварийного состояния инвертора ДАСИ, в состав которого входят датчик проводящего состояния тиристоров ДПСТ, датчик управляющих импульсов ДУИ и узел логики

ки аварии инвертора УЛАИ,

в) датчик режима работы тиристорного преобразователя ДРР.

Сигнал от датчиков тока ДТ1 и ДТ2 поступает на усилитель УДТ и дальше на элементы сравнения напряжения ЭСН1 и ЭСН2. Элемент сравнения напряжения ЭСН1 выдает дискретный сигнал аварии при превышении сигнала от датчиков тока уровня опорного напряжения.

Датчик проводящего состояния тиристоров ДПСТ контролирует напряжение на тиристорах обеих групп преобразователя и выдает в УЛАИ шесть дискретных сигналов, соответствующих величине напряжений на тиристорах в шести плечах преобразователя.

Выходные импульсные трансформаторы тиристорного преобразователя имеют дополнительную обмотку, с которой снимаются импульсы управления и, после преобразования их датчиком управляющих импульсов ДУИ в дискретную форму, подаются в узел логики аварии инвертора УЛАИ.

Принцип работы датчика аварийного состояния инвертора ДАСИ заключается в том, что проверяется проводящее состояние тиристоров и наличие управляющих импульсов. В случае опрокидывания инвертора тиристор остается закрытым при наличии управляющих импульсов, или остается открытым, когда управляющие импульсы поступают уже на следующий тиристор в катодной или анодной группах. Это и устанавливает узел логики аварии инвертора УЛАИ. Для предотвращения ложного срабатывания в моменты прохождения фазного напряжения через ноль в той фазе, куда подключен рассматриваемый тиристор, а также во время коммутации тока и в режиме прерывистых токов, в ДАСИ предусмотрены временная задержка сигнала и блокировка сигнала аварии во время бестокового состояния преобразователя. Блокировка осуществляется с помощью элемента сравнения напряжения ЭСН2, когда сигнал от датчиков тока ДТ1 и ДТ2 ниже напряжения уставки.

Датчик режима работы ДРР определяет режим работы по полярности выходного напряжения преобразователя и сигналу от блока логики преобразователя, показывающему работающую группу тиристоров.

Сигналы от датчиков аварийных состояний и от ДРР поступают на узел логики защиты УЛЗ.

Узел логики защиты действует в зависимости от режима работы преобразователя.

В выпрямительном режиме защита реагирует только на аварийный сигнал от датчиков максимального тока. При аварии осуществляется сдвиг управляющих импульсов в инверторную область и отключение автоматов с помощью дистанционных расцепителей узлом отключения автоматов УОА.

В инверторном режиме, при поступлении аварийного сигнала от ДАСИ, узел логики защиты УЛЗ выдает сигналы функциональному узлу защиты ФУЗ и узлу подачи импульсов УПИ. УПИ выдает один отпирающий импульс на все тиристоры работающей группы преобразователя. Одновременно, для улучшения коммутации возросшего тока, ФУЗ увеличивает угол опережения β инвертора, и, в случае удавшейся ликвидации аварии через некоторое время уменьшает угол опережения до первоначального значения.

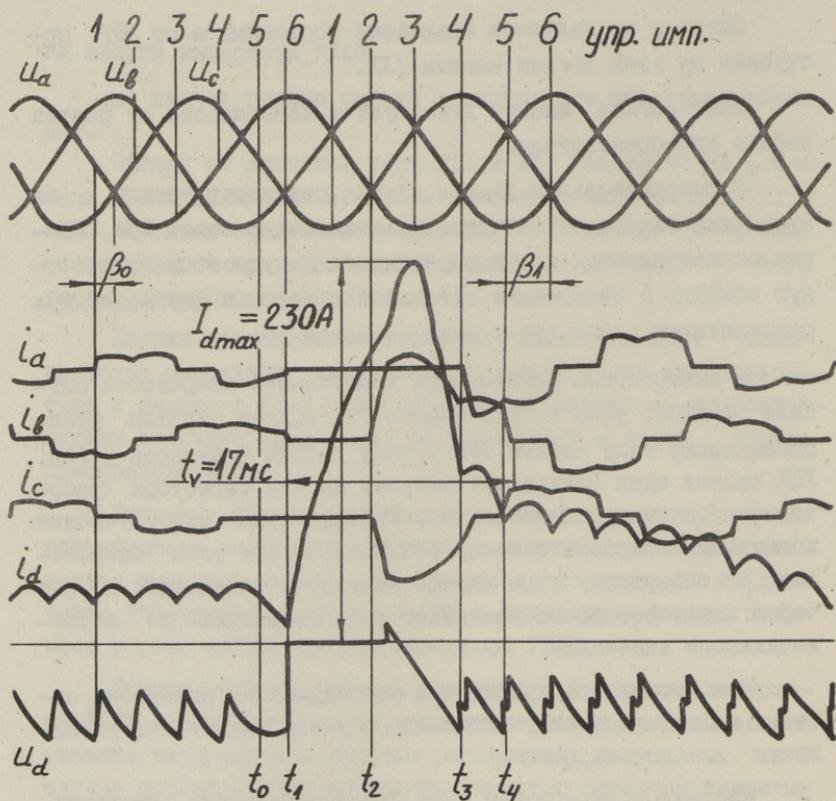
При неуспешной ликвидации опрокидывания инвертора система защиты выключает автоматы с увеличением угла управления α до α_{\max} .

Система защиты может быть использована для тиристорных преобразователей в широком диапазоне напряжений и токов. Необходимо лишь изменять номиналы входных резисторов датчика проводящего состояния тиристоров и датчика режима работы преобразователя. Для датчиков тока ДТ1 и ДТ2 необходимо менять число витков обмотки или величину воздушного зазора.

Испытания разработанной системы защиты проводились на преобразователе типа КТУ-230/50РР. В качестве нагрузки использовался двигатель постоянного тока типа П51 с независимым возбуждением.

На фиг. 2 приведена осциллограмма переходного процесса при ликвидации срыва инвертора путем увеличения угла опережения. На осциллограмме приняты следующие обозначения:

u_a, u_b, u_c - фазные напряжения;



Фиг. 2. Осциллограмма переходного процесса ликвидации срыва инвертора путем увеличения угла опережения.

- i_a, i_b, i_c - токи в фазных проводах;
 i_d - выпрямленный ток;
 u_d - выпрямленное напряжение;
 t_v - время протекания аварийного тока через вентиль.

В момент t_0 , вследствие снятия управляющего импульса с тиристора V5, начнется двухфазное опрокидывание инвертора. Эквивалентная расчетная схема показана на фиг. 3.

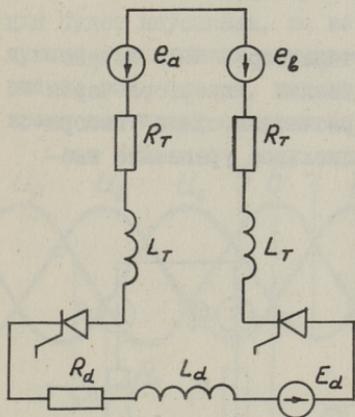
Ток двухфазного опрокидывания описывается дифференциальным уравнением

$$iR + L \frac{di}{dt} = E_d + \sqrt{3} U_{\max} \sin(\omega t + \psi), \quad (I)$$

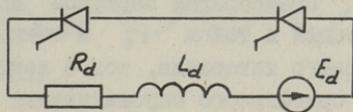
где R и L - суммарные активные сопротивление и индуктив-

ность в цепи опрокидывания;

- E_d - э.д.с. двигателя;
 U_{\max} - амплитудное значение фазного напряжения;
 ψ - начальный угол в момент опрокидывания.



Фиг. 3.
 Эквивалентная расчетная схема при двухфазном опрокидывании инвертора.



Фиг. 4.
 Эквивалентная расчетная схема при однофазном опрокидывании инвертора.

$$R = 2R_T + R_d; \quad L = 2L_T + L_d,$$

где R_T и L_T - активное сопротивление и индуктивность фазы трансформатора;

R_d и L_d - суммарные индуктивность и активное сопротивление в цепи постоянного тока.

Решение уравнения (I) с учетом начальных условий $i_{t_0} = I_0$; $\omega t_0 = 0$ примет вид

$$i = \frac{E_d}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \right] + \frac{\sqrt{3} U_{\max}}{z} \left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \right] + I_0 \exp\left(-\frac{t}{T}\right), \quad (2)$$

где $z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$; $\varphi = \arctg \omega T$; $T = \frac{L}{R}$; $\psi = -\frac{\pi}{3} - \beta_0$.

В момент окончания периода возможной коммутации систе-

мой защиты выдается сигнал на увеличение угла опережения от β_0 до β_1 (фиг. 2).

В момент

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega} - \beta + \beta_0$$

управляющий импульс поступит на тиристор V6. Установится режим однофазного опрокидывания инвертора через вентили V3 и V6. Эквивалентная расчетная схема изображена на фиг. 4. Исходное дифференциальное уравнение имеет вид

$$iR + L \frac{di}{dt} = E_d. \quad (3)$$

Пренебрегая периодом коммутации и током I_d в конце первого интервала, ток в контуре однофазного опрокидывания может быть определен как

$$i = \frac{E_d}{R_d} [1 - \exp(-\frac{t-t_1}{T})]. \quad (4)$$

В момент времени

$$t_2 = \frac{\pi - \beta_1 + \beta_0}{\omega}$$

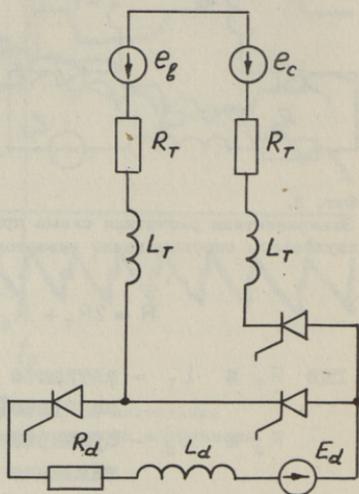
управляющий импульс подается на тиристор V2. Начнется коммутация тока из цепи тиристора V6 в цепь тиристора V2. Эквивалентная расчетная схема для периода коммутации показана на фиг. 5. Процесс изменения тока в вентиле V2 в период коммутации описывается уравнением

$$i_2 R_\tau + L_\tau \frac{di}{dt} = \frac{\sqrt{3} U_{\max} \sin(\omega t + \psi)}{2}, \quad (5)$$

где $\psi = \pi - \beta_1$.

Решение уравнения имеет вид

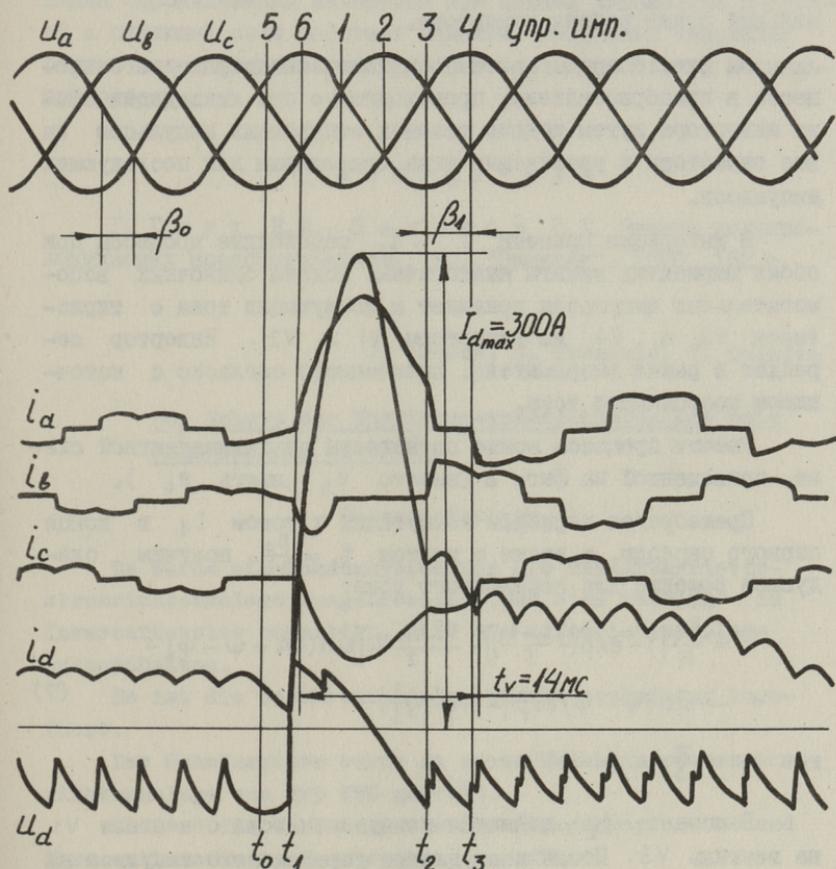
$$i_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\max} [\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) \exp(-\frac{t-t_2}{T})]. \quad (6)$$



Фиг. 5.
Эквивалентная расчетная схема в период коммутации.

Длительность периода коммутации γ_1 определяется совместным решением уравнений (4) и (6).

Необходимо отметить, что этот период коммутации имеет существенное значение по отношению к восстановлению нормальной работы инвертора. Действительно, если эта коммутация будет неуспешна, то во время поступления двух последующих управляющих импульсов коммутации быть не может. Аварийный ток, однако, при малой постоянной времени, за это время достигает слишком большого значения.



Фиг. 6. Осциллограмма переходного процесса ликвидации срыва инвертора путем подачи разовых отпирающих импульсов на все вентили и увеличения угла опережения.

При успешной коммутации тока возникает режим двухфазного опрокидывания инвертора. Источники постоянной и переменной э.д.с. оказываются включенными согласно и последовательно. Ток в контуре описывается дифференциальным уравнением (I). Начальный угол в момент опрокидывания $\psi = \pi - \beta_1 + \gamma_1$.

В момент t_3 начнется коммутация тока с тиристора V2 на тиристор V4 и лишь в момент t_4 начнется коммутация тока с тиристора V3 на тиристор V5. Восстановится нормальный режим работы инвертора.

На фиг. 6 представлена осциллограмма переходного процесса в преобразователе, происходящего при ликвидации срыва инвертора путем подачи разовых отпирающих импульсов на все тиристоры и увеличения угла опережения для последующих импульсов.

В интервале времени $t_0 \dots t_1$ переходные процессы при обоих вариантах защиты аналогичны. Подача одиночных вспомогательных импульсов приведет к коммутации тока с тиристоров V3 и V4 на тиристоры V1 и V2. Инвертор перейдет в режим выпрямителя, включенного согласно с источником постоянного тока.

Расчет процесса можно произвести по эквивалентной схеме, приведенной на фиг. 3 (вместо e_b взять e_c).

Пренебрегая периодом коммутации и током I_d в конце первого периода, а также с учетом $t_1 = \frac{\beta_0}{\omega}$, получим следующее решение для переходного тока:

$$i = \frac{E_d}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_1}{T}\right) \right] + \frac{\sqrt{3} U_{\max}}{2} \left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) \exp\left(-\frac{t-t_1}{T}\right) \right], \quad (7)$$

где $\psi \approx \frac{\pi}{3}$.

В момент t_2 начнется коммутация тока с вентиля V1 на вентиль V3. После поступления управляющего импульса на вентиль V4 и коммутации тока произойдет восстановление нормального режима инвертора.

При сравнении осциллограмм переходных процессов обоих способов защиты видно, что аварийный ток во втором случае

Имеет значительно большее максимальное значение I_{dmax} (230 А и 300 А) и более высокую скорость нарастания. Однако длительность протекания аварийного тока через наиболее нагруженный вентиль t_v при втором способе несколько меньше (17 мс и 14 мс). Интегралы теплового воздействия тока на наиболее нагруженные вентили при обоих способах защиты мало отличаются.

В заключение следует отметить, что обе системы ликвидации опрокидывания инвертора при данных параметрах нагрузки и питающей сети работают надежно. Вызванные аварийные режимы ликвидировались и преобразователь продолжал нормальную работу.

Л и т е р а т у р а

И. Г л у х Е.М., З е л е н о в В.Е. Защита полупроводниковых преобразователей. М., "Энергия", 1970, 152 с.

J. Lootus, J. Treufeld, T. Tuldava

Der Schutz der Thyristorstromrichteranlage beim Umkippen des Inverters

Zusammenfassung

Es wurde ein Schutzsystem für die Umkehrthyristorstromrichteranlage ausgearbeitet, das eine Störung im Inverterbetrieb beseitigt, ohne die Stromrichteranlage auszuschalten.

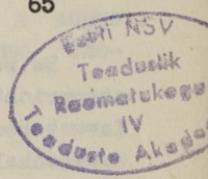
Es ist die Beschreibung der Strukturschaltung angeführt.

Das Schutzsystem wurde an einer Umkehrthyristorstromrichteranlage vom Typ KTU geprüft.

Es sind die Oszillogramme der Übergangsprozesse und ihre mathematische Beschreibung angeführt.

С о д е р ж а н и е

1.	А.Т.Пооль, Г.К.Самолевский. Об инженерной методике расчета коэффициента рассеяния магнитной системы бесконтактного электродвигателя постоянного тока с аксиальным потоком.	3
2.	А.К.Арусоо. Об экспериментальном определении параметров асинхронных машин для расчета электромагнитных переходных процессов пуска.	19
3.	А.П.Рейнер, И.И.Теллинен, Я.Я.Ярвик. Инженерная методика расчета управляемого реактора.	31
4.	И.И.Теллинен, Я.Я.Ярвик. Оптимизация управляемого реактора.	45
5.	Р.Ц.Михальски, А.П.Рейнер, Р.А.Лахтметс, Я.Я.Ярвик. Маломощный управляемый реактор в фазосдвигающем устройстве тиристорного преобразователя.	57
6.	Я.К.Лостус, Ю.Х.Треуфельд, Т.Ю.Тулдава. Защита тиристорного преобразователя при опрокидывании инвертора.	65



EESTI AKADEEMILINE RAAMATUKOGU



1 0200 00133801 5

Цена 65 коп.