ISSN 0136-3549 0320-3336



TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED 496

> ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА





ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ





.6.7

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.3

496

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Электромеханика Х

Таллин 1980



№ 496

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.313.33:621:762:621.318.1:53.51 Л.Э. Варик, А.А. Лаансоо, А.Э. Ритсо, А.Д. Ронинсон, Г.К. Самолевский, Р.А. Сиймар

ВЛИЯНИЕ ПУСТОТ ВНУТРИ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЧАСТИЦ И ИСКАЖЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ЧЕШУЕК НА СВОЙСТВА МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКОВ И МАГНИТОПРОВОДОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

В настоящее время магнитодиэлектрики широко применяются при изготовлении магнитопроводов электрических машин [1].

В некоторых случаях ферромагнитные частицы магнитодиэлектрика (МД) могут иметь нарушения целостности – пустоты, кроме того наблюдаются искажения пространственной ориентации некоторых частиц (чещуек) относительно оси рабочего потока [I].

Задачей данной статьи является исследование влияния пустот внутри ферромагнитных частиц и отклонения пространственной ориентации чещуек на свойства магнитодиэлектриков и магнитопроводов электрических машин.

Влияние пустот внутри ферромагнитных частиц на магнитные свойства магнитодиэлектриков

Точное решение этой задачи возможно для ферромагнитных частиц правильной формы, ограниченных поверхностями второго порядка (бесконечно длинный круглый и эллиптический цилиндри, шар, вытянутый и сжатый сфероиды, трехосный эллипсоид) или имеющих форму тороида. Для ферромагнитных частиц произвольной формы эта задача решается приближенно путем аппроксимации их ближайшим по конфигурации телом правильной формы.

Магнитостатический потенциал у магнитного поля, обусловленного намагничиванием осесимметричных ферромагнитных оболочек (фиг. I), выражается в виде произведения двух сомножителей, один из которых является функцией текущих координат R, а другой – функцией источника K:

$$\Psi = KR.$$
 (I)

Функция источника для осесимметричных ферромагнитных тел, согласно [2], имеет единую структурную формулу:

$$K = Z_0 \cdot A' \cdot \frac{\mu \delta_1}{\mu \delta_1 + B'},$$

$$K_2 = H_0 \cdot A'' \cdot \frac{\mu \delta_1}{\mu \delta_1 + B''}.$$
(2)

Здесь А' и В' относятся к случаю внешнего вертикального (поперечного) равномерного магнитного поля напряженностью Z₀, А" и В" относятся к случаю внешнего продольного равномерного магнитного поля напряженностью H₀. Значения A', A", B', В" определяются согласно [3].

и - относительная магнитная проницаемость;

δ₄ – универсальная относительная толщина осесимметричных оболочек:

$$\delta_{t} = \frac{d_{max}}{B}.$$
 (3)

Значения d_{max} и В приведены на фиг. I.

Выражения для K₁ и K₂, полученные на основании формулы для тонких оболочек, с достаточной для инженерной практики точностью могут быть использованы и для нетонких оболочек, вплоть до сплошных ферромагнитных тел, т.е. для $\delta_4 = 1$ [I].

По мере увеличения относительной толщини ферромагнитных оболочек величина $\mu \delta_1$ становится значительно больше величины В' и В", а величина дробей $\frac{\mu \delta_1}{\mu \delta_1 + B'}$ и $\frac{\mu \delta_1}{\mu \delta_1 + B'}$ приближается к единице, точнее к значению этих дробей для случая $\delta_4 = 1$ – для сплошных ферромагнитных тел.

Следовательно, при величине δ_1 , стремящейся к единице, функции K_1 и K_2 для ферромагнитных оболочек будут иметь практически те же значения, что и для сплошных ферромагнитных тел такой же формы.

4



- бесконечно длинная круглая цилиндрическая оболочка; d внешний радиус оболочки; d_{max} = d'_{min} - толшина оболочки. ML.
- оболочка в форме вытянутого сферонда; А и В соответственно большая и малая полуоси dmin внешней поверхности оболочки; Р - фокусы; С - полуфокусное расстояние; d mux соответственно минимальная и максимальная толщины оболочки. N
- сферическая оболочка; В внешний радиус оболочки.
- оболочка в форме сжатого сфероида; А и В соответственно малая и большая полуоси внешнего равномерного вертикального магижтного поля; Но - напряженность внешнего равноd[/] пих соответсвенно минимальная и максимальная толщины оболочки; Z₀ - напряженность И - полуфокусное расстояние; d'min внешней поверхности оболочки; Р, - фокусы; С, мерного горизонтального магнитного поля. 4

Увеличение 5₁ связано с уменьшением объема полости оболочки. Как показывают расчеты, если объем полости не превышает IO % от общего объема оболочки, то функции K₁ и K₂ для оболочки имеют практически такое же значение, как и для сплошного ферромагнитного тела такой же формы. Следовательно, магнитное поле, обусловленное намагничиванием такой оболочки во внешнем магнитном поле, будет практически таким же, как и для сплошного ферромагнитного тела такой же формы при условии равенства значений µ и напряженности внешнего магнитного поля.

Применяемые в настоящее время ферромагнитные порошки, как равноосные, так и чещуйчатые, характеризуются тем,что немагнитные включения внутри частиц крайне незначительны (до I,2 + 2,5 %), а объемы полости трещин внутри отдельных частиц составляют менее IO % от общего объема частиц.

Например, по данным наших исследований никнометрической плотности объем пор и включений непрокатанного железного порошка ШЖЗК составляет около 2,5 %, а у прокатанного чещуйчатого порошка такой же марки – около I %.

В связи с изложенным при расчете магнитопроводов электрических машин, к которым не предъявляются требования точной взаимозависимости их входных и выходных параметров, с достаточной для инженерной практики точностью можно рассматривать МД состоящими из сплошных ферромагнитных частиц, покрытых электроизоляционными пленками. К подобным электрическим машинам можно отнести, в основном, микромащины для бытовой техники – электродвигатели вентиляторов, стиральных машин, полотеров, а также различных игрушек.

Однако при применении МД для магнитопроводов электрических машин, к которым предъявляются весьма строгие требования соответствия выходных параметров расчетным данным (электрические машины для систем автоматики, связи, звукозаписывающей и воспроизводящей аппаратуры и т.д.), необходимо дополнительно исследовать вопрос о влиянии пор и трещин внутри ферромагнитных частиц на магнитные свойства.

6

2. Искажение пространственной ориентации чещуек относительно оси рабочего потока

При изготовлении магнитопроводов электрических машин из магнитодиэлектриков, выполненных из чешуйчатого порошка железа, наблюдается отклонение ориентации некоторых чешуек наружных слоев сердечника магнитопровода в процессе его прессования (см. [I], фиг. 2 и 3). Еместе с тем и во внутренних слоях сердечника отдельные чещуйки также могут остаться в наклонном положении (см. [I], фиг. 4 и 5).

Некоторне особенности электромагнитных процессов двухфазного асинхронного исполнительного двигателя с аксиальным потоком, имеющего сердечник статора из МД и дисковый немагнитный ротор, рассмотрены в [4].

Представляет интерес рассмотрение влияния размагничивающих магнитных полей короткозамкнутых контуров чещуек с искаженной пространственной ориентацией на рабочие магнитные потоки многофазной асинхронной машины в общем случае, т.е. в предположении, что сердечники как статора, так и ротора выполнены из МД.

Уравнения намагничивающих сил эквивалентной асинхронной машины, в предположении ненасыщенности магнитопровода, при скольжении S = 1, возможно представить на основании ее схемы (фиг. 2), в соответствии с законом полного тока в следующем виде (по продольной оси d):

$$2W_{sd}K_{sd}i_{sd} - 2W_{Rd}K_{Rd}i_{Rd} - 2\sum_{i}^{n}W_{ksd}i_{ks} - 2\sum_{i}^{m}W_{ksd}i_{ks} - 2\sum_{i}^{m}W_{krd}i_{kr} = 2H_{\delta d}\delta_{d}, \qquad (4)$$

где W _{sd} , K _{sd} , W _{sq} , K _{sq} -	расчетное число витков на полюс и обмо- точный коэффициент обмотки статора по осям d и q,;
$W_{Rd}, K_{Rd}, W_{Rq}, K_{Rq} -$	расчетное число витков на полюс и об- моточный коэффициент обмотки ротора по осям d и q,;
$W_{\rm ksd}, K_{\rm ksq}, W_{\rm kRd}, K_{\rm kRq}$	расчетное число витков короткозамкну- тых контуров чешуек в сердечнике маг- нитопровода статора или ротора на по-

люс, по осям d и q;



Фиг. 2. Схема эквивалентной двухфазной асинхронной машины.

δ_d, δ_q – эквивалентная длина воздушного зазора на один полюс, по осям d и q.

С учетом пористости магнитодиэлектрика можно б_d и б_q, выразить аналогично [4]:

$$\delta_{d} = \delta_{q} = \delta = K_{\delta}\delta_{p} + K_{MS}L_{S} + K_{MR}L_{R}, \qquad (5)$$

- где б_р рабочий воздушный зазор между сердечниками статора и ротора на оси d либо Q;
 - К₅ коэффициент зубчатости магнитопровода;
- К_{мs}, К_{мк} коэффициенты пористости магнитодиэлектрика сердечников статора и ротора;
 - l₅, l_R расчетные длины силовой линии первой гармоники основного(рабочего) магнитного потока в сердечнике статора и ротора на одно полюсное деление.

Миновенные значения основного магнитного потока φ_d и φ_q, по осям d и с, при пренебрежении потоками рассеяния выражаются общеизвестными зависимостями:

$$\varphi_d = \alpha B_{\delta d} S_{\delta d}$$
 I $\varphi_{q} = \alpha B_{\delta q} S_{\delta q}$

где $B_{\delta d} = \mu_0 H_{\delta d}$ и $B_{\delta q} = \mu_0 H_{\delta q}$ – мгновенные значения индукции по осям d и q;

- S_{δd}, S_{δq} расчетные значения сечения воздушного зазора по щути потока φ_d и φ_q;
 - µ0 магнитная проницаемость воздушных зазоров, промежутков и пор в магнитопроводе;
 - отношение средней индукции в воздушном зазоре к ее амплитуде.

Из геометрии электрической машины с радиальным потоком возможно выразить сечения S_{бd} и S_{бg} в виде

$$\delta'_{\delta d} = \delta'_{\delta q} = \frac{\pi D_{\delta} L_a}{2p} , \qquad (6)$$

где D_би l_о — внутренний диаметр и расчетная длина сердечника статора;

р - число пар полюсов.

Для электрической машины с аксиальным потоком сечения S'od и S'og выражаются формулой

$$S_{\delta d}'' = S_{\delta q}'' = \frac{\pi (D_1^2 - D_2^2)}{\delta p},$$
 (7)

где D₁ и D₂ - внешний и внутренний диаметры сердечника статора машины с аксиальным потоком.

Строгий аналитический учет разматничивающего действия магнитных полей вихревых токов хаотически распределенных чещуек с искаженной ориентацией в магнитопроводе на продольный φ_d либо поперечный φ_q рабочий поток машины не представляется возможным. Поэтому целесообразно ввести понятие коэффициентов размагничивания сердечника статора по продольной оси K_{psd} и по поперечной оси K_{psq} ; для сердечника ротора соответственно K_{pRd} и K_{pRq} .

Соответствующие выражения по продольной оси d имеют вид

$$K_{psd} = \frac{\sum_{i=1}^{n} W_{ksd} i_{ks}}{W_{sd} K_{sd} i_{sd}}$$
(8)

$$K_{pRd} = \frac{\sum_{n}^{\infty} W_{kRd} i_{kR}}{W_{Rd} K_{Rd} i_{Rd}} .$$
(9)

С учетом вышеизложенного, магнитный поток φ_d и $\varphi_{q'}$ выражается следующей зависимостью:

- для машины с радиальным потоком

$$\varphi_{d}^{\prime} = \frac{\alpha \mu_{0} \pi D_{\delta} L_{a} [(1 - K_{psd} - K_{pRd}) W_{sd} K_{sd} i_{sd} - W_{Rd} K_{Rd} i_{Rd}]}{2p (K_{\delta} \delta_{p} + K_{Ms} L_{s} + K_{MR} L_{R})}, \quad (I0)$$

- для машины с аксиальным потоком:

$$\varphi_{d}^{\prime\prime} = \frac{\alpha \mu_{0} \pi (D_{i}^{\prime} - D_{2}^{\prime}) [(I - K_{psd} - K_{pRd}) W_{sd} K_{sd} i_{sd} - W_{Rd} K_{Rd} i_{Rd}]}{8 p(K_{\delta} \delta_{p} + K_{MS} l_{s} + K_{MR} l_{R})}.$$
 (II)

По результатам исследований, проведенных на многочисленных образцах магнитопроводов электрических микромашин, изготовленных из магнитодиэлектриков, численное значение коэффициентов размагничивания колеблется в широких пределах, зависит от структуры магнитодиэлектриков, технологии изготовления, вида магнитопроводов и формы ферромагнитных частиц магнитодиэлектриков.

Для инженерных расчетов по опытным данным целесообразно принимать обобщечное значение коэффициента размагничивания К_р=0,2 для случая равноосных ферромагнитных частиц. Здесь

$$K_{p} = K_{psd} = K_{pRd} = K_{psq} = K_{pRq}$$

Из анализа выражений ϕ'_d , ϕ''_d следует, что при расчете асинхронных машин с магнитопроводом из магнитодиэлектриков, с учетом численного значения коэффициента размагничивания K_p и коэффициентов пористости K_{MS} и K_{MR} необходимо соответственно увеличивать числа витков и сечение провода обмоток статора, что, в свою очередь, приводит к неизбежному увеличению геометрических размеров магнитопровода машин.

Литература

I. Варик Л.Э., Лаансоо А.А., Мазинг Ю.К., Паккас Л.Р., Ритсо А.Э., Самолевский Г.К. Овозможностях использования магнитодиэлектриков в магнитопроводах электрических машин. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 369, с. II-26.

2. Ронинсон А.Д. Определение магнитостатических полей тонких ферромагнитных оболочек, ограниченных поверхностями второго порядка. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1976, № 408, с. 45-58.

3. Ронинсон А.Д. Общее решение магнитостатической задачи для осесимметричных ферромагнитных оболочек, ограниченных поверхностями второго порядка. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1978. № 456. с. 99-108.

4. Самолевский Г.К. Об особенностях электромагнитных процессов асинхронных микромащин с аксиальным потоком, магнитопроводы которых содержат элементы из магнитодиэлектриков. – Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1977, № 415, с. 3-16.

L. Varik, A. Laansoo, A. Ritso, A. Roninson, G. Samolevski, R. Siimar

The Influence of Bubbles in Ferromagnetic Powder Particles and the Effect of Distortion of the Spatial Lamination of Flake Iron on the Properties of a Magnetodielectric Material and the Magnetic Circuit of the Electrical Machine

Summary

In this paper the results of an investigation of the influence of bubbles in ferromagnetic powder particles and the effect of the distortion of the spatial orientation of flake iron on the properties of a magnetodielectric material and the magnetic circuit of the electrical machine are presented. № 496

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.313.333

X.X. Калда, Р.А. Лахтметс, В.Д. Литвин, Я.Я. Ярвик

УПРАВЛЯЕМЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Введение. Задача создания бесконтактного управляемого асинхронного электропривода имеет большое народнохозяйственное значение. Особенно важным является обеспечение бесконтактного управления асинхронным двигателем в системах автоматического управления, где чрезвычайно актуальной является проблема надежности.

Чтобы выяснить возможности создания и работоспособность управляемого асинхронного двигателя УАД, а также получить его характеристики, в Таллинском политехническом институте проведено теоретическое и экспериментальное исследование.

Принцип работы. Принципиальная схема УАД показана на фиг. І. УАД состоит из двух статоров и двух роторов с трехфазными обмотками, соответственно IC, 2C и IP, 2P. Роторные пакеты находятся на одном валу и соединены электрически. Статорные обмотки IC и 2C включены последовательно.Через спинку статоров намотаны обмотки подмагничивания постоянным током IУ и 2У.

Авторское свидетельство на такой двигатель выдано в 1965 году сотрудникам Кишиневского политехнического института В.С. Лернеру и М.В. Паладию [I, 2].

УАД представляет собой каскадное соединение двух асинхронных двигателей. Управление скоростью вращения ротора производится изменением напряжения, приложенного к статорам, за счет чего изменится суммарная э.д.с. и ток в общем роторе двигателя. Таким образом можно получить нулевое значение роторного тока при любой скорости от нуля до синхронной. Скорость такого холостого хода определена отношением между величинами напряжения, приложенного к статорам.

Для перераспределения напряжения между статорами служат обмотки подмагничивания постоянным током. Постоянный ток изменяет степень насищения магнитопровода статора. Статорные обмотки соединены последовательно и за счет изменения индуктивного сопротивления первого или второго статора напряжение перераспределяется между ними. Таким образом, чтобы управлять скоростью УАД, необходимо изменить ток в обмотках управления одного или обоих статоров. При одинаковых напряжениях статоров ротор УАД остается неподвижным и двигатель будет потреблять из сети намагничивакщий ток.



Фиг. 1. Принципнальная схема УАД.

Особенности конструкции. Для того, чтобы УАД осуществлял реверс и плавное управление скоростью, необходимо выполнить определенные условия при его изготовлении, монтаже и подключении к сети. От взаимного расположения элементов двигателя и схемы соединения обмоток зависят величины токов роторов и его характеристики.

Применяя в качестве ротора УАД обычные фазные или короткозамкнутые роторы, можно реализовать только нереверсивный вариант УАД. Тогда магнитные поля статоров вращаются в одну сторону и нет сдвига между элементами первого и второго статора и ротора. В случае нереверсивного УАД его следует рассматривать как электрический каскад двух асинхронных двигателей, один из которых (где больше ток управления) является источником добавочной э.д.с. в цепи ротора другого.

Чтобы реализовать реверсивный вариант УАД, необходимо изменить порядок следования фаз в одной из половин пвигателя как в статоре. так и в роторе. Магнитные поля CTATOров вращаются в разных направлениях. Практически это означает, что при размещении проводников в роторе между ОДНОименными проводниками в пазах каждой из половин ротора должен быть обеспечен сдвиг на величину полюсного деления. При использовании короткозамкнутого ротора необходимо применять ротор специального исполнения, в котором при заливке беличьего колеса проводники изолированы от пазов, а между частями ротора выполнены специальные переходные каналы. В этом случае энергия скольжения той половины УАД, где меньше ток управления, поступает на вторую половину, работающую в качестве преобразователя.

<u>Макет УАД^X.</u> Для изготовления макета УАД использовались пакеты стали: для статора — от двигателя АОК2-51-4 с увеличенными пазами и для ротора — от двигателя АО2-51-4.

Технические данные испытуемого макета УАД: число полюсов 2p = 4; напряжения питания U = 380 B;

х В изготовлении макета и экспериментальных исследованиях приняли участие инженеры Я. Мейзсаар и Н. Зеленцов. частота напряжения питания f = 50 Гц; число витков в фазе обмотки статора w = 212; диаметр провода d = 1,6 мм; число витков обмотки управления на одном статоре $w_y = = 2328$;



диаметр провода dy = 1,3 мм.



1 - $I_{y1} = 10 A$, $I_{y2} = 4A$; 2 - $I_{y1} = 8A$, $I_{y2} = 6A$; 3 - $I_{y1} = 6A$, $I_{y2} = 2A$.



Характеристики. Испытания макета показали возможность бесконтактного пуска, реверсирования и торможения рассмотренного двигателя. Полученные механические характеристики приведены на фиг. 2. Они похожи на характеристики каскадного соединения электрических машин и подтверждают возможность получить разные характеристики при изменении токов управления. Из рабочих характеристик УАД на фиг. 3 выявляется одно его достоинство – практическое постоянство коэффициента мощности независимо от нагрузки.

Выводы. Основным достоинством УАД является возможность бесконтактного управления скоростью при минимуме потерь энергии и получение режима холостого хода при скорости, равной нулю, и полном напряжении сети, в отличие от обычного эсинхронного двигателя, где режим идеального холостого хода имеет место при скорости, соответствующей синхронной. Вес УАД приблизительно равен двухкратному весу обычного асинхронного двигателя. При рациональном выборе параметров можно вес и габариты УАД уменьшить.

Литература

I. Лернер В.С., Паладий М.В. Двухстаторный асинхронный двигатель. А.с. СССР кл. 21 d², 19/02 НО2р, № 205132, заявлено 14 июля 1965 г.

2. Лернер В.С., Паладий М.В. Бесконтактный асинхронный привод. - Электротехника, 1967, № 5, с. 39-41.

H. Kalda, R. Lahtmets, V. Litvin, J. Järvik

A Controlled Induction Motor

Summary

In this paper the results of an investigation of the working principle and the characteristics of a controlled induction motor are presented. The running speed of the motor is controlled by change of the direct current in the preceding magnetizing winding. ₩ 496

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 681.12:621.689

В.И. Межбурд

ОСНОВЫ ИНЖЕНЕРНОЙ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА МАТНИТНЫХ СИСТЕМ МГД-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ РАСХОДА И СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ЖИЛКОСТИ

Определению метрологических и эксплуатационных характеристик МГД-преобразователей расхода и скорости движения жидкости МГШР и МГШС посвящено достаточно большое количество работ как советских, так и зарубежных исследователей [1-5]. Имеются также работы по отдельным вопросам инженерной методики расчета некоторых модификаций MTIIIC M МГДПР [6, 7]. Целью настоящей работы является разработка общих основ методики расчета магнитных систем МГДПР M МГШС, рассмотренных как особый класс электромагнитных устройств. С точки зрения общей теории расчета магнитных систем МГДПР и МГДПС по своим свойствам приближаются к кондукционным униполярным генераторам с пульсирующим магнитным полем и жидкой вторичной системой, имеющей настолько низкую проводимость, что в любом режиме работы можно пренебречь реакцией вторичной системы. Несмотря на большое внутреннее сопротивление вторичной системы, достигающей значений порядка килоом и выше, в режиме измерения сигнала преобразователи работают в режиме идеального источника э.д.с., так как входное сопротивление вторичного прибора, как правило, на несколько порядков выше внутреннего сопротивления преобразователя. Для МГДПР характерны большие немагнитные зазоры и объемы сравнительно сложной конфигурации, заполненные вторичной системой (жидкостью), в которых требуется обеспечить заданную характерную величину индукции и определенный закон ее распределения в пространстве. В МГДПС вторичная система по отношению к магнитной системе является внешней. Охватывающей и теоретически неограничена. В этом смысле МГДПС сходны с машинами, имеющими внешний ротор с разомкнутыми или односторонними магнитными системами.

I. Исходные данные и варианты постановки задачи электромагнитного расчета

Исходные данные можно, как обычно, разделить на две категории:

а) Входные:

 I) параметры энергии питания (∪, f допустимые или желательные пределы изменения тока);

2) электромагнитные нагрузки - допустимая плотность тока в обмотке возбуждения ј и допустимая индукция в стали. Как правило, ввиду сравнительно больших зазоров и принятых в практике значеный чувствительности. Sy (Sy - отношение выходного сигнала преобразователя к характерной скорости потока) фактическое значение инцукции в стали значительно меньше допустимого и только в МГДПР малых (I-IO мм) диаметров требуется проверка насыщения стали [7]. Для МГДПР допустимая плотность тока может выбираться по тем же соображениям, что и при расчете электрических машин и аппаратов. При этом следует учитывать, что плотностью не определяются габариты устройства и его энергоемкость. Более важным является учет влияния плотности тока на метрологические свойства. В МГДПС правильный выбор плотности тока имеет решающее значение, так как она определяет габариты и вес устройства и ограничивает основную выходную характеристику - чувствительность Sy;

3) геометрические размери и соотношения. Для МГДПР кругового сечения задается основной конструктивный размер – условный диаметр трубы D_y, определяющий все остальные показатели и характеристики устройства. Дополнительно могут быть заданы осевая длина трубы, магнитопровода и т.п. В МГДПС, представляющих собой тела обтекаемой формы, помещаемые во внутрь потока, может быть не задан ни один абсолютный геометрический размер, а только соотношения между общей осевой длиной устройства и его поперечным сечением для получения оптимального обтекания; между расстоянием, разделяющим электроды, и длиной магнитопровода и т.п. В отдельных случаях к геометрическим соотношениям можно отнести требование получения необходимого распределения магнитного поля в пространстве для повышения точности.

б) <u>Виходные</u>: чувствительность S_v, величина которой определяется стремлением получить на входе вторичного прибора хорошее отношение "полезный сигнал/помеха". Для общепромышленных МГДПР S_v колеблется в пределах 0,75.10⁻³ – I,5.10⁻³ B.c/м. Для МГДПР спецназначения (медицинские,биологические) и МГДПС – I.10⁻⁶ – 0,5.10⁻³ B.c/м. В специальных случаях к выходным (определяемым) параметрам относятся диапазоны допустимых значений тока обмотки I, весовых и габаритных показателей, выполнение требований, определяемых особыми условиями эксплуатации.

Стремление к максимальной точности и стабильности измерения предъявляет к магнитным системам особые требования, которые частично реализуются на этапе электромагнитного расчета, частично-конструктивными решениями. К таким требованиям можно отнести нужное распределение магнитного поля в активной зоне преобразователя, температурную стабильность магнитного поля, учет влияния экранирующего эффекта материала трубы, защищенность от внешних помех, экранирование измерительного контура от собственного поля обмотки, симметрия магнитной системы относительно электродов, высокая прочность крепления магнитопровода и катушек к трубе и т.п.

Варианты постановки задачи электромагнитного расчета зависят от наличия к началу расчета исходных данных и типа преобразователя. Могут быть сформулированы три основных варианта постановки задачи расчета:

I. По заданным значениям определяющего размера - радиуса трубы или характерного расстояния между электродами R₀, напряжения питания U, S_V, частоты f определить ток I, полную мощность S, вес и габариты преобразователя;

2. По заданным значениям U, f и s_v определить S, I, R_n , вес, габарить;

3. По заданным значениям R_0 , веса и габаритов определить s_v , U, I, S.

Несмотря на общность метода в постановке задачи расчета и заданий исходных данных для МГДПР и МГДПС имеются CVщественные различия. Первое из них заключается в том. TO при расчете МГДПР определяющий размер задается и IOSTOMY основным вариантом постановки задачи является первый. B МГДПС Ro не задается, а определяется в ходе расчета и суцественным образом зависит от заданного значения и допустимых электромагнитных нагрузок. Поэтому основным вариантом постановки задачи является второй и задача заключается B получении минимально возможного R. при данном значении Sy. Третий вариант постановки задачи применяется, как правило. в тех случаях, когда на габариты МГЛПР(С) в соответствии с целью и условиями их применения накладываются столь жесткие ограничения, что значения чувствительности, точности и применение электроэнергии стандартных параметров имеют второстепенное значение (медицинские и биологические, измерение скорости кроветока в кровеносных сосудах и т.д.). Второе различие заключается в разных требованиях к пространственному распределению магнитного поля. В МГДПР, как правило, требуется обеспечить однородное в плоскости электродов и на определенном осевом расстоянии от нее, магнитное поле для усиления составляющей сигнала, пропорциональной объемному расходу и уменьшения составляющих, зависящих от режима течения. В МГДПС для получения максимальной чувствительности при минимальных затратах энергии необходимо обеспечить соотноше-HNA:

$$W_{x}(x,y) = B_{y}(x,y); \quad W_{y}(x,y) = B_{x}(x,y),$$
(1)

где W_X и W_y - составляющие весовой функции [4]. Приближенное выполнение этого равенства возможно при правильном выборе взаимного расположения электродов и активных катушечных сторон обмотки [4].

Электромагнитные постоянные. По аналогии с принятой в теории расчета электрических машин "машинной постоянной" Арнольда [IO] введем для электромагнитного расчета МГДПР и МГДПС понятие "электромагнитных постоянных" как обобщенных функциональных зависимостей, связывающих электрические параметры и электромагнитные нагрузки с определяющим размером R₀ и геометрическими соотношениями. Отношение S_V/2R₀, имею-

22

щее размерность магнитной индукции и являющееся в МГДПР с однородным полем индукцией в зазоре, связано с м.д.с. обмотки соотношением:

$$S_{v}/R_{0} = \frac{4\mu_{0}wI}{\pi R_{0}} F(\alpha), \qquad (2)$$

где функция F(a) - безразмерная величина, зависящая только от расположения и соотношения геометрических размеров обмотки возбуждения и магнитопровода.

С другой стороны, ток I в МГДПР и МГДПС, в которых можно пренебречь активным сопротивлением по сравнению с индуктивным^X:

$$I = \frac{U}{\mu_0 \omega w^2 R_0 G_M},$$
 (3)

где G_м - относительная геометрическая магнитная проводимость магнитной системы в долях R₀.

Используя (2) и (4), получим четыре варианта электромагнитных постоянных:

$$C_{1} = \frac{UI}{S_{c}^{2}} = \frac{\omega G_{M} R_{0}}{\mu_{0}} f_{1}(\alpha), \qquad (4)$$

$$C_{2} = \frac{UI}{R_{0}} = \frac{\omega s_{v}^{2} G_{M}}{\mu_{0}} f_{1}(\alpha), \qquad (5)$$

$$C_3 = \frac{S_V}{j} = k_3 R_0 f_2(\alpha), \qquad (6)$$

$$C_4 = \frac{s_v^2}{U_i} = \frac{R_0 f_3(\alpha)}{\omega w \sqrt{G_M}} , \qquad (7)$$

где k₃ — технологический коэффициент заполнения обмотки медью,

функции $f_1(\alpha) \dots f_3(\alpha)$ не зависят от величин, стоящих в левых частях равенств (4)...(7), поэтому однозначно определяют связь между ними и могут быть использованы для проверки рациональности конструкции, выбора нагрузок и основных геометрических соотношений. Конкретный вид функций

 $f_1(\alpha)$... $f_3(\alpha)$ зависит от применяемого типа магнитной системы и определяется расположением и размером обмотки

^X Это допущение справедливо для всех МГДПР промышленного типа.

Таблица I

Электромагнитные постоянные МГДП по данным каталогов фирм

	the state when the second				
AL	пмоцп" о/п	padop"	"AJBTOMET	"ер" – "Кроне"	"Фипер и Портер"
NW N	C4.10 ⁻¹⁰	C2.10 ⁻⁴	C4.10 ⁻¹⁰	C2.10 ⁻⁴	C2.10 ⁻⁴
IO	4,44	20	1,77	Ι	2,7
I5	2,96	6,66	2,6	I,47	4,67
55	147e1	4	0,429	0,24	2,48
50	0,889	€2	2,34	I,32	0,62
80	0,559	I,25	I,47	0,825	0,94
001	0,533	I,2	I,17	0,66	0,46
150	0,355	0,8	0,78	0,44	0,73
200	0,266	0,6	I,I7	0,66	0,66
300	0,177	0,4	0,78	0,44	0,48

24

возбуждения в окне магнитопровода, свойствами материала магнитопровода.

Для анализа энергозатрат по данным каталогов,где не всегда приводятся значения S_v, удобнее всего пользоваться постоянной C₂, характеризующей удельный расход энергии. Анализ постоянных C₄ - C₄ позволяет сделать некоторые общие выводы, полезные на начальной стадии проектирования серии МГДПР (МГДПС):

а) для МГДПР(С) одинакового радиуса R₀ и конструкции полная потребляемая мощность пропорциональна квадрату чувствительности; б) в геометрически подобных МГДПР(С) одинаковой чувствительности потребляемая мощность пропорциональна диаметру; в) чувствительность S_v пропорциональна плотности тока, а ее квадрат – произведению напряжения на плотность тока.

В таблице I приведены значения С₁ и С₂ МГДПР диаметров IO-300 мм по данным каталогов Таллинского п/о "Промприбор" и зарубежных фирм "Фишер и Портер" (США), "Кроне" (ФРГ). Анализ данных показывает, что по постоянной С₁ МГДПР фирмы "Кроне" малых диаметров превосходят МГДПР Таллинского п/о "Промприбор". Для расходомеров 50-300 мм наоборот, МГДПР "Промприбор" значительно превосходят приборы "Кроне" Это, по-видимому, объясняется тем, что при вдвое меньшей чувствительности (0,75 мВ.с/м) приборы этой фирмы спроектированы с примерно тем же расходом энергии, что и приборы "Промприбора", имекщие чувствительность порадка I,5 мВ.с/м.

По постоянной C₂ МГДПР п/о "Промприбора" диаметров от IO до I50 мм существенно отстают от МГДПР зарубежных фирм, и только при диаметрах 200...300 мм несколько лучше. Это, по-видимому, объясняется большей чувствительностью МГДПР "Промприбора".

Постоянные C₁ и C₂ могут быть использованы при проектировании для контроля правильности расчета и конструкции магнитной системы. Существенные их повышения свидетельствуит об увеличении энергоемкости по сравнению с общим уровнем (за счет нерациональной конструкции или неоправданно высокой чувствительности).

25

К настоящему времени в СССР опубликованы подробные методики расчета магнитных систем МГДПР средних и больших диаметров с неявнополюсными магнитными системами с седлообразными обмотками [II] и МГДПР малых диаметров с явнополюсными магнитными системами [I2]. В настояшее время в стадии разработки находятся расчетные методики магнитных систем МГДПР средних и больших диаметров с обмотками и магнитопроводами упрощенной технологии и методика расчета МГДПС кругового сечения. В зарубежной литературе аналогичные работы отсутствуют.

Литература

I. Шерклиф Дж. Теория электромагнитного измерения расхода. М., Мир, 1965. 268 с.

2. B e v i r, M.K. The theory of induced voltage electromagnetic flowmeters. - Y.J.Fluid Mech., 1970, v. 43, part 3, p. 577-590.

3. S c h o m m a r t z, G. Induktive Strömungsmessung. VEB Verlag Technik, Berlin, 1974, S. 192.

4. Межбурд В.И. Весовые функции и сигнал МГДпреобразователя скорости с внешним обтеканием. - Магнитная гидродинамика. 1980, № 1, с. 123-132.

5. Корсунский Л.М. Электромагнитные гидрометрические приборы. М., Госстандарт, 1964. 180 с.

6. Фикс И.Г. Исследование магнитных систем датчиков электромагнитных расходомеров. Кандидатская диссертация. ДонУГИ, 1965.

7. Межбурд В.И. Соотношения между основными характеристиками электромагнитных расходомеров малых диаметров и параметрами их магнитных систем. В сб. научнотехнических статей НИПТИ, вып. I3, М., Энергия, 1971, с. 125-160.

8. Magnetisch-induktive Durchflussmessung. (Каталог фирмы Krone)

9. Индукционны расходомер типа ИР-51. Техническое описание и инструкция по эксплуатации, паспорт. Таллинский завод измерительных приборов, ЭК "Бит", Таллин, 1974. 40 с.

IO. Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А. Проектирование электрических машин. М., Энергия, 1969. 632 с.

II. Методика расчета датчиков электромагнитных расходомеров для трубопроводов большого диаметра. - Отчет по теме № 58 ВН темплана ДонУГИ, Донецк, 1967. 92 с.

 12. Разработка магнитных систем электромагнитных расходомеров малых диаметров. - Отчет по хоздоговорной работе № 806 Таллинского политехнического института, Таллин, 1969. I32 с.

V. Meshburd

Die Grundlagen der technischen Rechnungsmethodik der Magnetsysteme für induktive Durchflussund Vorbeiflussmesser

Zusammenfassung

Ausgehend von der Grundgleichung für induktive Strömungsmessung werden die Varianten der Ziele der elektromagnetischen Berechnungen für induktive Durchfluss- und Vorbeiflussmesser festgestellt, sowie die allgemeine und Unterscheidungsmerkmale der elektromagnetischen Berechnungsaufgaben beider Ausführungsformen behandelt. Um die elektrischen Daten und die Messempfindlichkeit mit den geometrischen Verhältnissen und dem Elektrodendurchmesser zu verbinden, werden elektromagnetische Konstanten der Geräte eingeführt.



№ 496

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУЛЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.3.014:621.313.333.001.5

Э.М. Ристхейн

ОБ УЧЕТЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ РАСЧЕТЕ ТОКОВ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ

По Правилам устройства электроустановок [1] при расчете токов короткого замыкания (к.з.) в электроустановках следует учитывать среди прочих источников асинхронные электродвигатели (§ I-4-9). При этом принимаются следующие упрощающие ограничения:

а) влияние асинхронных двигателей на ток к.з. учитывается только в течение первых трех периодов тока к.з.;

б) не учитываются двигатели, ток от которых может поступать к месту к.з. только через те элементы, через которые протекает основной ток к.з. от сети и которые имеют существенное сопротивление (линии, трансформаторы и т.п.);

в) двигатели с номинальной мощностью до IOO кВт учитываются только тогда, когда они не отделены от места к.з. трансформаторами.

Учет двигателей необходим, в принципе, в случае трехи двухфазных к.з. Так как аппараты и проводники в сетях промышленных предприятий проверяются на термическую и динамическую стойкость, в основном, к токам трехфазного к.з., то в настоящей работе ограничиваются рассмотрением именно этого вида к.з.

В СССР расчет токов к.з. от асинхронных двигателей проводится по методике, разработанной в МЭИ и кратко изложенной, например, в [2] (§ 38-6). По этой методике периодическую и апериодическую составляющие тока к.з. допускается определять упрощенными формулами

$$I_{n} = I_{nyc\kappa} e^{-t/\tau_{n}}, \qquad (I)$$

29

$$\dot{t}_{a} = \sqrt{2} I_{nyc\kappa} e^{-t/\tau_{a}}, \qquad (2)$$

где І пуск - номинальный пусковой ток двигателя;

- тп постоянная времени затухания периодической составляющей тока к.з.;
- т_с постоянная времени затухания апериодической составляющей тока к.з.

Постоянные времени выражаются в виде

$$\tau_{n} = \frac{I_{HOM}}{I_{nyc\kappa} \,\omega \,R_{2*}} \quad \mathbf{I} \quad \tau_{a} = \frac{I_{HOM}}{I_{nyc\kappa} \,\omega \,R_{1*}}, \tag{3}$$

где

I_{ном} - номинальный ток двигателя;

- R_{2*} относительное приведенное к статору активное сопротивление ротора при номинальном скольжении;
- R_{1*} относительное активное сопротивление статорной цепи, включая внешнее сопротивление до точки к.з.

По небольшой справочной таблице, приведенной в [2], в зависимости от типа (серии) двигателя $\tau_n = 0,04...0,10$ с, $\tau_a = 0,01...0,07$ с и $\tau_a/\tau_n = 0,1...1,2$.

Ударный ток к.з. определяется формулой

$$\dot{v}_{y} = k_{y}\sqrt{2} I_{nvck}, \qquad (4)$$

где k_у - ударный коэффициент, находящийся для двигателей мощностью от 200 до 5000 кВт в пределах I,5I... I.85.

Приведенные в [2] данные относятся, главным образом, к электродвигателям высокого напряжения установок собственных нужд электростанций. Поэтому практическое использование этого материала для расчета токов к.з. в сетях электроснабжения промышленных предприятий затруднено и в проектной практике продолжается применение сильно упрощенного расчетного приема, по которому ударный ток к.з. от асинхронного двигателя (или группы двигателей) определяется формулой

$$i_{\rm V} \approx 6.5 \, \mathrm{I}_{\rm HOM};$$
 (5)

ток к.з. считается полностью затухающим за один период переменного тока (см. фиг. I). Широкому распространению этого приема способствует то, что он приведен во многих учебниках электроснабжения промышленных предприятий (например, [3]).

Такое же упрощение принято и в стандартах ФРТ [4,5], используемых и в некоторых других европейских странах. По этим стандартам асинхронные двигатели учитываются только при расчете ударного тока к.з. и тока отключения выключателей; определение ударного тока сводится к формуле

$$y = 1, 1\sqrt{2} k_y I_{nyck}, \qquad (6)$$

где

 1,1 - коэффициент, учитывающий, что к.з. может происходить при 1,1 - кратном номинальном напряжении двигателя (учитывая реальные рабочие напряжения на зажимах двигателей, этот коэффициент следовало бы считать равным 1);
 k_y - ударный коэффициент, принимаемый для двигателей высокого напряжения в случае Р_{ном}/р < 1 МВт равным I,65, а в случае Р_{ном}/р ≥ 1 МВт равным I,75 (Р_{ном} - номинальная мощность двигателя; р число пар полюсов); для двигателей низкого

В сетях, защищаемых бистродействующими отключающими аппаратами (плавкими предохранителями низкого или высокого напряжения, автоматическими выключателями низкого напряжения), расчет действительно может ограничиться формулами (5) или (6) или в какой-либо степени уточненными аналогичными формулами. Однако в тех сетях (или участках сетей) высокого напряжения, в которых используется релейная защита, для проверки термической стойкости аппаратов и проводников требуется внчисление теплового импульса (Джоулевого интеграла) тока, для чего должны быть известны закономерности затухания тока к.з.

напряжения принимается $k_v = I_4$.

В качестве таких закономерностей, благодаря своей простоте, вполне могли бы применяться формулы (I) и (2). В литературе, однако, нет данных о погрешностях этих формул, что заставляет рассматривать этот вопрос ниже более подробно.

При расчете токов к.з. могут допускаться, согласно [1], погрешности до 10 % в сторону увеличения. Так как

3I

ток к.з. от двигателей обнчно в 2...3 раза меньше, чем ток к.з. от сети, то при его определении может допускаться соответственно, еще большая погрешность - от IO до 20 %. При такой допускаемой погрешности параметры двигателя во время к.з. могут считаться неизменными, а скорость вращения перед к.з. - равной синхронной.



Фиг. 1.

Осциллограмма тока статора двигателя А 51-6 (2,8 кВт, 950 1/мин) при трехфазном к.з. на его зажимах.



Фиг. 2.

Схема замещения асинхронного короткозамкнутого двигателя для расчета токов при к.з. на зажимах статора:

R₁ - активное сопротивление статора;

R₂ - приведенное к статору активное сопротивление ротора;

Х_с - индуктивное сопротивление рассеяния;

X_µ - индуктивное сопротивление намагничивания.-

Общее выражение тока к.з. можно тогда получить на основании схемы замещения [6], приведенной на фиг. 2. Используя характерные соотношения параметров схемы замещения - коэффициенты затухания статора и ротора

$$\alpha'_{1} = \frac{R_{1}}{X_{\sigma}} \quad \mathbf{I} \quad \alpha'_{2} = \frac{R_{2}}{X_{\mu}\sigma} \tag{7}$$

и общий коэффициент рассеяния

$$T = \frac{\chi_{\sigma}}{\chi_{\sigma} + \chi_{\mu}}, \qquad (8)$$

можно на основании известных операторных уравнений двигателя [7 и др.] составить характеристическое уравнение

$$p' + p(\alpha'_1 + \alpha'_2 + j) + \alpha'_1 \alpha'_2 \sigma + j \alpha'_2 = 0,$$
 (9)

корни которого выражаются формулой

σ

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2}(\alpha'_1 + \alpha'_2 + j) \pm \sqrt{\frac{1}{2}(\alpha'_1 + \alpha'_2 + j)^2 - \alpha'_1 \alpha'_2 \sigma - j\alpha'_2}.$$
 (10)

Для тока к.з. двигателя получаем комплексное выражение

$$\dot{I}_{1} = \frac{I_{4}(0)}{p_{4}-p_{2}} \Big[(p_{1}+\alpha_{2}'-j\frac{1-\sigma}{\sigma}) e^{p_{1}t} - (p_{2}+\alpha_{2}'-j\frac{1-\sigma}{\sigma}) e^{p_{2}t} \Big], \quad (II)$$

где I₁(0) - установившийся ток статора перед к.з., равный в данном случае току идеального холостого хода без **учет**а потерь в стали.

Если для удобства воспользоваться системой относительных величин, в которой за базовые величины приняты номинальное напряжение и номинальный пусковой ток двигателя.то

$$\tilde{L}_{1}(0) = \frac{1}{R_{1} + j(X_{\sigma} + X_{\mu})}$$
 (I2)

Относительные сопротивления в этой формуле R₁, X_σ и X_µ отнесены к базовому сопротивлению

$$Z_{\sigma} = \frac{U_{HOM}}{\sqrt{3} I_{NYCK}}.$$
 (I3)

Представление тока к.з. в виде суммы периодической и апериодической составляющих соответствует замене выражения (10) упрощенными зыражениями

$$p_1 = -\alpha'_1 - j \quad II \quad p_2 = -\alpha'_2.$$
 (I4)

Для перехода к формулам (I) и (2) могут при этом использоваться элементарные соотношения

$$\tau_{n} = \frac{1}{\omega \alpha'_{2}} \quad \mathbf{I} \quad \tau_{\alpha} = \frac{1}{\omega \alpha'} \quad (15)$$

Считая допускаемую погрешность вещественных частей корней p₁ и p₂ равной 5 %, с помощью ЭВМ были определены границы применимости такого упрощения. Результаты анализа представлены на фиг. 3. Там же в виде прямоутольника представлена область реальных числовых значений коэффициентов α'_4 и α'_2 асинхронных двигателей общего применения. Влияние коэффициента рассеяния с на границы применимости рассматриваемого упрощения оказалось пренебрежимо малым.

Проведенный анализ позволяет заключить, что упрощение (I4), заложенное в формулы (I) и (2), практически всегда



при переходе от формулы (10) к формулам (14);

2 - область встречающихся на практике значений коэффициентов затухания статора н ротора α'_4 и α'_2 .

применимо. Для проведения практических расчетов токов к.з. необходимо, однако, выявить более конкретную зависимость постоянных времени τ_n и τ_d (или коэффициентов затухания α'_4 и α'_2) от номинальной мощности, номинального напряжения и номинальной скорости асинхронных двигателей. Данные, приведенные в [2], не могут считаться достаточными для проведения всех встречающихся на практике расчетов.

Можно отметить, что В.П. Щуйский [8] приводит для ориентировочного определения τ_n и τ_d графическую зависимость, сводящуюся к формуле

$$\tau_n \approx \tau_d = 0.018 \log P_{HOM} + 0.007.$$
 (16)

При расчете тока к.з. от некоторой группы неодинаковых двигателей возникает вопрос о возможности использования некоторых эквивалентных постоянных времени τ_n и τ_d для группы в целом. Учитывая характер зависимости постоянных времени от единичной мощности двигателей (16), можно предполагать, что эквивалентные постоянные времени могли он определяться по эквивалентной средней номинальной мощности одного двигателя

$$P_{\mathfrak{s}\kappa\mathfrak{b}} = \frac{\Sigma P_{\mathsf{H}\mathfrak{o}\mathsf{M}}}{n_{\mathfrak{s}}},\tag{I7}$$

где n₃ — эффективное число включенных электродвигателей данной группы, определяемое, как и при расчете электрических нагрузок, формулой

$$n_{\vartheta} = \frac{\left(\Sigma P_{HOM}\right)^2}{\Sigma P_{HOM}^2}.$$
 (18)

Это предположение нуждается, однако, в анализе возникающих погрешностей, выходящем за пределы настоящей статьи.

Литература

I. Правила устройства электроустановок / Издание четвертое. М., Энергия, 1966. 464 с.

2. Электротехнический справочник / Гл. ред. Чиликин М.Г. Том 2, книга первая. М., Энергия, 1972. 488 с.

3. Князевский Б.А., Липкин Б.Ю. Электроснабжение промышленных предприятий. М., Высшая школа, 1969. 512 с.

4. VDE 0102 Teil 1/11.71. Leitsätze für die Berechnung der Kurzschlußströme. Teil 1. Drehstromanlagen mit Nennspannungen über 1 kV. Berlin, VDE-Verlag, 1971. 32 S.

5. DIN 57102 Teil 2 / VDE 0102 Teil 2/11.75. VDE-Leitsätze für die Berechnung der Kurzschlußströme. Drehstromanlagen mit Nennspannungen bis 1000 V. Berlin, VDE-Verlag, 1975. 36 S.

6. Ристхейн Э.М. Схема замещения асинхронной машины при исследовании электромагнитных переходных процессов. - Изв. вузов, Электромеханика, 1960, № 11. с. 49-53.

35

7. Грузов Л.Н. Методы математического исследования электрических машин. М., Госэнергоиздат, 1953. 264 с.

8. Шуйский В.П. Расчет электрических машин. Л., Энергия, 1968. 732 с.

E. Risthein

Calculation of the Influence of the Induction Motors on Short-circuits in Industrial Electrical Distribution Networks

Summary

Simplified methods of the calculation of the threephase short-circuit currents from induction motors are compared with an exact method. In a diagram based on the results of this comparison, the application limits of a frequently used simplified method are given. № 496

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.314.632:62-83:621.316.9 Я.К. Лоотус, Ю.Х. Треуфельд

О ЛИКВИДАЦИИ ОДНОФАЗНОГО ОПРОКИДЫВАНИЯ ЗАВИСИМОГО ИНВЕРТОРА

Однофазным опрокидиванием или проривом трехфазного мостового зависимого инвертора называется режим, при котором аварийный ток проходит через два вентиля, соединенные с одной фазой вторичной обмотки трансформатора. Известно, что при определенных условиях, сохраняя управление вентилями, может быть восстаговлена нормальная в смысле чередования коммутаций вентилей работа инвертора [I, 2]. С точки зрения обеспечения бесперебойной работы преобразователя это имеет большое практическое значение.

На фит. I изображена диаграмма токов и фазных э.д.С. в трехфазном мостовом преобразователе при коммутации тока однофазного опрокидывания.

Цусть не состоялась очередная коммутация тока с тиристора V3 на V5. С появлением шестого управляющего импульса возникает однофазное опрокидывание инвертора через вентили V3 и V6 фазы В. Наилучшие возможности для втягивания инвертора имеются при коммутации на тиристор V2 отстающей фазы С. Задача сводится к выявлению предельного угла опережения β_{nped} , при котором эта коммутация еще может завершаться.

Известно графическое решение поставленной задачи [I]. В [2] выведена зависимость между углом опережения и коммутируемым током. В полученных соотношениях, однако, не учитывается изменение аварийного тока. Кроме того, не рассмотрено влияние активного сопротивления трансформатора, а также насыщения стали сглаживающего реактора.

Целью настоящей работы является выведение условий ликвидации однофазного опрокидывания зависимого инвертора, ра-

37

ботакщего в составе реверсивного тиристорного электропривода постоянного тока, с учетом уточнения указанных выше параметров.



Переходный процесс при комму-

тации тока однофазного опроки-



Фиг. 1. '

дывания.

Фиг. 2.

Расчетная схема замещения преобразователя в период коммутации.

Расчетная схема замещения преобразователя в период коммутации изображена на фиг. 2.

Принимаются следующие допущения:

 все индуктивные и активные сопротивления схемы замещения линейны, за исключением индуктивности сглаживающего реактора (СР);

2) изменением э.д.с. двигателя за время аварии пренебрегаем;

 трехфазная система сети симметрична, а э.д.с. синусоидальны и неизменны по амплитуде;

 время восстановления запирающих свойств тиристора равно нулю.

На фиг. З представлен график зависимости индуктивности СР типа ФРОС от тока, аппроксимированной ломаной кривой [3]. Коммутация завершается, если коммутирующий ток, возрастая, достигает величины тока опрокидывания (фиг. I):



$$\iota_{\kappa} = \iota_{d}. \tag{I}$$

Ток однофазного опрокидывания может быть определен как

$$i_{d} = \frac{E_{d}}{R_{d}} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_{1}}{T_{d}}\right) \right] + I_{0} \exp\left(-\frac{t_{1}}{T_{d}}\right), (2)$$

Фиг. 3.

Зависимость индуктивного сглаживающего реактора от тока.

где E_d - э.д.с. двигателя; R_d,T_d,I_o - соответственно суммарное активное сопротивление.постоянная време-

ни и начальный ток контура опрокидывания; t₁ — время, отсчитываемое от начала однофазного опрокилывания.

$$T_d = \frac{L_d}{R_d},$$

где Ld - суммарная индуктивность контура опрокидывания.

Необходимо иметь в виду, что изменение индуктивности L_{ср} приводит к соответствующему изменению постоянной времени T_d контура аварии.

Коммутирующий ток двухфазного короткого замыкания выражается в виде:

$$i_{\kappa} = \frac{U_{\Lambda m}}{2\sqrt{(\omega L_{\tau})^{2} + R_{\tau}^{2}}} \left[\sin(\omega t_{2} + \pi - \beta - \varphi_{\tau}) - \sin(\pi - \beta - \varphi_{\tau}) \cdot \exp(-\frac{t_{2}}{T_{\tau}}) \right],$$
(3)

где U_{am} - амплитудное значение линейного напряжения;

- L_т, R_т индуктивность и активное сопротивление фазы цепи переменного тока;
 - t₂ время, отсчитываемое от начала периода коммутации.

$$\varphi_{\tau} = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_{\tau}}{R_{\tau}} = \operatorname{arctg} \omega T_{\tau} = \operatorname{arctg} \frac{X_{\tau}}{R_{\tau}}.$$

Полагая

$$E_d \approx U_{nm} \cos \beta_0$$
,

где

β₀ - угол опережения до однофазного опрокидывания и принимая за базоную величину записываем условие (I) в относительных величинах:

 $I_{\delta} = \frac{E_d}{R_d}$

$$1 + (I_{0}^{*}-1)\exp\left(-\frac{t_{1}}{T_{d}}\right) =$$

$$= \frac{R_{d}\sin\varphi_{\tau}}{2X_{\tau}\cos\beta_{0}}\left[\sin(\omega t_{2}+\pi-\beta-\varphi_{\tau})-\sin(\pi-\beta-\varphi_{\tau})\cdot\exp\left(-\frac{t_{2}}{T_{\tau}}\right)\right].$$
(4)

Уравнение (4) является трансцендентным относительно угла опережения β и времени t. Поэтому оно может быть решено только приближенно. Расчеты произведены с помощью ЭЦВМ методом последовательных приближений.



Фиг. 4. Зависимость предельного угла опережения от постоянной времени контура опрокидывания:

--- с учетом насыщения СР; - без учета насыщения СР.

При расчетах принимались:

I) начальные ток и угол опережения, соответственно, $I_0^* = 0$, I и $\beta_0 = \pi/6$;

2) номинальному току CP соответствует $\dot{t}_{d}^{*} = 0,05$;

3) начальное значение индуктивности L_{ср.нач}= 0,5 L_d и конечное значение L^{*}_{ср.кон} = 0,15;

4) шат увеличения угла опережения Δβ = 0,0175 рад;

5) шаг времени при расчете токов At = 0,000I с;

6) точность расчета разности токов опрокидывания и коммутации $\Delta i^* = 0,001$.

По результатам расчета построены универсальные кривые зависимости предельного угла опережения от постоянной времени контура опрокиднвания $\beta_{npe0} = f(T_d)$ для различных значений ωT_T и X_T / R_d (фиг. 4). Из анализа кривых вытекает, что величина минимально допустимого угла опережения β_{npe0} с увеличением постоянной времени T_d уменьшается. Насыщение стали СР практически не влияет на ход кривых при больших значениях T_d . Наибольшее влияние активного сопротивления R_T фазы сети переменного тока наблюдается при больших значениях X_T / R_d .

Полученные результать позволяют в каждом конкретном случае, в зависимости от параметров питающей сети и цепи постоянного тока решить вопрос о возможности ликвидации однофазного опрокидывания зависимого инвертора, а также выбирать необходимую величину сдвига управляющих импульсов. При этом, с целью контроля защищенности тиристоров, необходимо рассчитать временную зависимость тока в наиболее загруженных вентилях.

Литература

I. Поссе А.В. Коммутационные процессы при работе трехфазной мостовой схемы в переходных режимах. – Изв. НИИПТ, 1957, сб. I, с. 93-126.

2. Солодухо Я.Ю., Белявский Р.Э., Плеханов С.Н. и др. Тиристорный электропривод постоянного тока. М., Энергия, 1971. 103 с.

З. Андриенко П.Д. Защита реверсивных тиристорных преобразователей. Киев, Техніка, 1977. 144 с.

J. Lootus, J. Treufeld

Über die Beseitigung des Einphasenumkippens eines netzgeführten Wechselrichters

Zusammenfassung

Es wird die Analyse der elektromagnetischen Übergangsprozesse bei der Kommutierung nach Einphasenumkippen eines netzgeführten Wechselrichters, der zu einem Umkehrstromrichterantrieb gehört, angeführt. Es werden die Bedingungen zur Beseitigung des Umkippens abgeleitet. Mit Hilfe eines Digitalrechners sind die Universalkurven ausgerechnet, die den richtigen Schutzalgorithmus in Abhängigkeit von Parametern des konkreten Antriebes zu bestimmen erlauben. № 496

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.316.1.001.24

Э.М. Ристхейн

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБУЕМОГО СЕЧЕНИЯ ПРОВОДНИКОВ ПО ДЛИТЕЛЬНО ДОПУСКАЕМОМУ ТОКУ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

В Правилах устройства электроустановок (ПУЭ) в главе I – З []] приводится в виде таблиц длительно допускаемый ток в зависимости от типа, сечения и условий прокладки стандартных проводников. С целью эффективного применения ЭВМ или других программируемых вычислительных средств при проектировании электрических сетей необходима замена этих таблиц аналитическими зависимостями

$$I_{a,aon} = f(s), \qquad (I)$$

где І_{дл.доп} – длительно допускаемый ток нагрузки; s – сечение проводника.

Известно, что

$$I_{\partial n.\partial on} = \sqrt{\frac{\alpha A \Theta_{\partial n.\partial on}}{R}}, \qquad (2)$$

где ∝ - коэффициент теплоотдачи с поверхности токоведущей жилы изолированного проводника или с наружной поверхности голого проводника, Вт/(м²•К);

А - поверхность теплоотдачи, м²;

θ_{дл.доп} – длительно допускаемое превышение температуры проводника над температурой окружающей среды, К;

R - активное сопротивление проводника, Ом.

В этой формуле

$$A = pl \quad \underline{u} \quad R = l/\gamma_{y} s, \qquad (3)$$

- где р периметр сечения токоведущей части (например, жилы) проводника, м;
 - l длина проводника, м;

Периметр р может быть выражен в виде

$$p = \beta \sqrt{S} , \qquad (4)$$

где величина β может называться коэффициентом формы сечения проводника; у круглых однопроволочных проводников

 $\beta = 2\sqrt{\pi}$, у прямоугольных шин $\beta = 2(1+h/b)/\sqrt{h/b}$ (h и b-соответственно высота и ширина сечения шины) и т.д.

Тогда

$$I_{\partial n, \partial on} = \sqrt{\alpha \beta \langle y \Theta_{\partial n, \partial on} \cdot S^{3/4}}.$$
 (5)

Так как величины « и {у зависят от размеров сечения проводника, то длительно допускаемый ток оказывается сложной функцией совокупности размеров сечения проводника. Анализ таблиц I_{дл.доп} = f(s), приведенных в ПУЭ, приводит все же к выводу, что с достаточно высокой точностью практически для всех стандартных проводников может применяться простая формула

$$I_{a,ann} = G_1 G_2 I_Y S^m, \tag{6}$$

- где І_у условный длительно допускаемый ток при сечении Імм² для заданного типа проводника при заданных условиях прокладки и заданной расчетной температуре окружающей среды;
 - S сечение, мм~;
 - показатель степени, находящийся в зависимости от типа и способа прокладки проводника, в пределах от 0,4 до 0,7;
 - С₁ поправочный коэффициент, учитывающий несовпадение температуры окружающей среды с расчетной:
 - С₂ поправочный коэффициент, учитывающий особенности условий прокладки.

В качестве примера на фиг. I приведены зависимости (I) для алиминиевых проводов с резиновой или пластмассовой изоляцией, проложенных открыто или в трубах, при расчетной температуре окружающего воздуха 25 °С и длительно допускае-



мой температуре кил провода 65 °С. Нормативные значения I $_{\partial \Lambda, \partial 0 n}$, взятые из таблицы I-3-2 ПУЭ, указаны точками, а аппроксимирующие зависимости, соответствующие формуле (6) при $c_4 = c_2 = 1$ – сплошными линиями. Аппроксимирующие зависимости однозначно определяются величинами I_y и m, рассчитанными в данном случае с помощью ЭВМ с использованием метода наименьших квадратов (см. приложение) и представленными в табл. I. Там же представлены значения квадратов коэффициентов корреляции r^2 , карактеризующие точность аппроксимации; в случае идеально точной аппроксимации $r^2 = 1$.

Так как величина р² для случаев, отраженных в таблице I, находится в пределах от 0,9974 до 0,9995, то аппроксимацию формулой (6) можно считать весьма точной. Действительно, как показывает фиг. I, отклонения нормативных значений I_{0л.00n} от аппроксимирующей прямой, как правило, не превышают I % и только для отдельных сечений доходят до 5 %. Такие единичные большие отклонения объясняются не неточностью аппроксимации, а погрешностями, допущенными при опытном определении нормативных длительно допускаемых токов. Результаты проведенного математического анализа дают основание рекомендовать проверку и уточнение отдельных нормативных значений допускаемых токов (например, для сечения I6 мм²).

К такому же выводу приводит анализ допускаемых токовых нагрузок и по нормам, установленным для других стран. В качестве примера в табл. 2 приведены коэффициенты формулы (6), вычисленные для изолированных алкминиевых проводов на основании норм ФРТ [2]; на фиг. I соответствующие зависимости указаны пунктирными линиями.

Поправочный коэффициент, учитывающий несовпадение температуры окружающей среды с расчетной, определяется известной формулой, вытекающей из (2).

$$C_{1} = \sqrt{\left(\lambda_{\partial n.\partial on} - \lambda_{o}\right) / \left(\lambda_{\partial n.\partial on} - \lambda_{o.pacy}\right)}, \qquad (7)$$

где

А_{дл.доп} – длительно допускаемая температура токоведущей части проводника;

30 - температура окружающей среды;

№ расчетная температура окружающей среды, при которой определены нормативные длительно допускаемые токи.

Формула (7) точно соответствует таблице поправочных коэффициентов I-3-36 ПУЭ.

Таблица І

 -		

	Способ прокладки	Iy	m	r ²
I.	Открытая прокладка	12,75	0,655	0,9995
3.	на одной трубе То же, без учета сечения 16 мм ²	II,08 II.24	0,642	0,9974 0,9984
4.	Один двухжильный провод в трубе	10,03	0,642	0,9980
		Tad	лица	2
California	a convertigent and a convertigence	and second		2

Способ прокладки	Iy	m	r ²
Одножильные провода, проложенные	I4,89	0,617	0,9999
Олин или несколько одножильных			
	8 62	0 646	0 9995

Поправочный коэффициент с₂, учитывающий особенности прокладки, при автоматизированных способах проектирования может задаваться, в зависимости от параметров и диапазона варьирования, в виде отдельных цифровых значений или в виде формул. Так, например, приведенные в вышерассмотренной таблице I-3-2 ПУЭ длительно допускаемые токи в случае прокладки в одной трубе 2, 3 или 4 одножильных проводов могут объединиться под одну формулу с одинаковыми значениями I_у и m (случай 3 в табл. I) и со следующими значениями коэффициентов с₂:

цва провода в трубе	I
Гри провода в трубе	0,94
Іетыре провода в трубе	0,84

Под другую формулу (случай 4 в табл. I) можно объединить трубную прокладку двух- и трехжильных проводов,если принять следующие значения с₂: один двухжильный провод в трубе один трехжильный провод в трубе I 0,86



Фиг. 2. Зависимость относительной допускаемой токовой нагрузки от сечения алюминиевых изолированных проводов, проложенных в одной трубе, при различном числе и типе проводов:

1 - три одножильных провода; 2 - четыре одножильных провода; 3 - один трехжильный провод. За единицу принята в случаях 1 и 2 допускаемая нагрузка при двух одножильных проводах, а в случае 3 - при одном двухжильном проводе.

Правомерность такого объединения наглядно доказывает фиг. 2, на которой точками и ломаными линиями представлены значения C₂, вычисленные по табл. I-3-2 ПУЭ, а горизонтальными линиями – вышеприведенные средние значения C₂. Отклонения вычисленных по ПУЭ значений C₂ от среднего явно не имеют закономерного характера и объясняются, следовательно, случайными погрешностями, допущенными при опытном определении І_{дл.доп} или при составлении таблицы I-3-2 ПУЭ.

В качестве другого примера можно указать, что табл. 1-3-23 ПУЭ, в которой приведены поправочные коэффициенты на число кабелей, проложенных рядом в земле на расстояниях от 0,1 до 0,3 м друг от друга, может заменяться формулой

$$C_2 = n^{-0,189+0,32a}, \tag{8}$$

где n - число рядом лежащих кабелей;

а - расстояние в свету между соседними кабелями, м.

Формула, как и требуется, с точностью до двух знаков после запятой соответствует математической закономерности, принятой за основу при составлении таблицы.

Как показал анализ всех приведенных в ПУЭ 26 таблиц длительно допускаемых токов проводов и кабелей^Т, формула (6). с точностью аппрокодмация n² > 0,995 охватывает в каждой таблице, как правило, весь диапазон сечений проводников. Только в некоторых отдельных случаях, например, в случае кабелей с бумажной пронитанной изоляцией в свинцовой оболочке, прокладываемых в воздухе (табл. I-3-21 и I-3-22 ПУЭ), необходима разбивка полного диапазона сечений на 2 или 3 поддиапазона с разными значениями I_V и m.

Вышеизложенное позволяет считать, что при автоматизированном проектировании электрических сетей требуемое по длительно допускаемому току (или, что то же самое, по длительно допускаемому нагреву) стандартное сечение проводов и кабелей целесообразно определить формулой

$$s \ge [I_p/(k_{n.0on}c_1c_2I_y)]^{\eta_{1}},$$
 (9)

где Ip - расчетная токовая нагрузка, А;

k_{n.don} – коэффициент допускаемой перегрузки, учи– тывающий непостоянство нагрузки в тече– ние смены, суток или года, кратковременный или повторно-кратковременный характер нагрузки и т.п.

Основную часть расчетов провел студент Н. Алексашин.

В случае длительной неизменной нагрузки k_{n.don} = 1, в других случаях k_{n.don} > 1; способы определения этой величины выходят за рамки настоящей статьи.

Выводы

I. Для определения требуемого сечения проводов и кабелей при автоматизированном проектировании электрических сетей могут успешно применяться формулы (6), (7), (8) и (9), упрощающие алгоритмы расчета и сокращающие как машинное время, так и требуемый объем памяти ЭВМ.

2. Формула (6) и материалы приложения могут служить для статистической обработки и корректировки таблиц главы I-3 ПУЭ.

3. В новой редакции ПУЭ желательно учитывать особенности автоматизированного проектирования путем включения в ПУЭ, наряду с таблицами I _{Ол. Don} = f(s), формул (6), (7) и (8), а также таблиц величин 1_у и m. При этом значения I_у целесообразно указать с одним, а значения m - с двумя знаками после запятой.

Литература

I. Правила устройства электроустановок. Издание четвертое. М., Энергия, 1966.

2. VDE 0100/5.73. Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen bis 1000 V. Berlin, VDE-Verlag, 1973.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Величины ти I у в аналитической зависимости (6) определены формулами

$$m = \frac{\sum (\ln s_i) (\ln I_i) - (\sum \ln s_i) (\sum \ln I_i) / n}{\sum (\ln s_i)^2 - (\sum \ln s_i)^2 / n}$$
$$I_V = \exp[(\sum \ln I_i) / n - m(\sum \ln s_i) / n],$$

N

гле

5; - номинальное сечение проводника (из ряда, приведенного в рассматриваемой таблице), мм²:

- I: табличное значение длительно допускаемого тока при этом сечении, А (индекс "дл.доп" для облегчения написания формул в настоящем приложении опущен);
- п число значений S; и I; в рассматриваемой таблице.

Коэффициент точности аппроксимации определен формулой

$$n^{2} = \frac{\left[\Sigma(\ln s_{i})(\ln I_{i}) - (\Sigma \ln s_{i})(\Sigma \ln I_{i})/n\right]^{2}}{\left[\Sigma(\ln s_{i})^{2} - (\Sigma \ln s_{i})^{2}/n\right]\left[\Sigma(\ln I_{i})^{2} - (\Sigma \ln I_{i})^{2}/n\right]}$$

E. Risthein

Conductor Size Selection Depending on the Rated Carrying Current by Automated Designing of Distributing Networks

Summary

If the conductor sizes in an electrical distributing network must be selected in process of a computer-aided designing calculation or by programmable calculator, a formula like $I_r = c_1 c_2 I_c s^m$ can be used (I_r - rated carrying current, I_c - conventional rated current by conductor size of 1 mm², s - conductor size, c_1 and c_2 - coefficients of correction on the ambient temperature and on mounting peculiarities). Coefficient of determination of this formula when the electric code values of I_r and s of any conductor type are used to find I_c and m, is more than 0,995, as a rule.

Содержание

I.	Л.Э. Варик, А.А. Лаансоо, А.Э. Ритсо, А.Д. Ро- нинсон, Г.К. Самолевский, Р.А. Сиймар. Влияние пустот внутри ферромагнитных частиц и искажения пространственной ориентации чешуек на свойства магнитодиэлектриков и магнитопроводов электри- ческих машин.	3
2.	Х.Х. Калда, Р.А. Лахтметс, В.Д. Литвин, Я.Я. Ярвик. Управляемый асинхронный двигатель	I3
3.	В.И. Межбурд. Основы инженерной методики расче- та магнитных систем МГД-преобразователей расхо-	TQ
4.	 да и скорости движения жидкости	29
5.	Я.К. Лоотус, Ю.Х. Треуфельд. О ликвидации одно- фазного опрокидывания зависимого инвертора	37
6.	Э.М. Ристхейн. Определение требуемого сечения проводников по длительно допускаемому току при автоматизированном проектировании электри-	
	ческих сетей	43

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ Труды ТПИ № 498 И ССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ Электромеханика Х Сборник утвержией коллегией Трудов ТПИ 30 мая 1980.

Reematukogu IV Veste Akeder

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 30 мая 1980. Редактор Р. Вырк. Техн. редактор В. Ранник. Подписано к печати 12 дек. 1980 г. Бумага 60х90/16. Печ. л. 3,25 + 0,25 приложение. Уч.-изд. л. 3,0. Тираж 300. МВ-09087. Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9. Зак. № 658. Цена 45 коп.

⊙ ТПИ, Таллин, 1980



Цена 45 коп.