

Er. G. 7  
476

ISSN 0136-3549  
0134-3815

TALLINNA  
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI  
TOIMETISED

476

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО  
ИНСТИТУТА

**ТРИ**  
**'79**

ИССЛЕДОВАНИЕ  
И ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ  
СРЕДСТВ  
ПЕРЕМЕЩЕНИЯ  
ЖИДКИХ  
МЕТАЛЛОВ



Сборник трудов ХУ1



476

**ТРИ  
'79**

**TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED**

**ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА**

УДК 621.318

●  
ИССЛЕДОВАНИЕ  
И ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ  
СРЕДСТВ  
ПЕРЕМЕЩЕНИЯ  
ЖИДКИХ  
МЕТАЛЛОВ

Сборник трудов ХУ1

Таллин - 1979

79  
79

ALINA POLIŠNICKIJE INSTITUTUM TONKREB

DEM TAZANIKROB IZUMITERNIKROB WICHTIGYA

DK 851.318

ИССЛЕДОВАНИЕ  
И ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ  
СРЕДСТВ  
ТЕПЛОТЕПЛОТНИ  
ЖИЛИЩ  
ИЗДАНИЕ

Сборник трудов ЛУТ

Eesti NSV  
Teaduslik  
Raamatukogu  
IV  
Teaduste Akadeemia

© ТПИ, 1979

1979 = 1979

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ПОДАЧИ  
МГД-ПРИВОДОВ

Существенное расширение применения МГД-устройств в технологических процессах возможно, если их параметры и характеристики, а также управляемость устройств и удобство реализации заданного алгоритма управления, соответствуют требованиям, предъявляемым соответствующей технологией.

Управление МГД-приводами может осуществляться путем изменения входных энергетических параметров (напряжения питания, тока возбуждения и т.п.) или собственных внутренних параметров (электрических и магнитных сопротивлений, взаимного расположения отдельных узлов и т.п.). Эти параметры в принципе могут изменяться по амплитуде, частоте, скорости, длительности действия и степени асимметрии [1].

Для создания систем управления должны быть известны математические модели элементов системы, позволяющие связывать входные и выходные величины как в статических, так и в динамических режимах.

В случае жесткого гидротракта линеаризованная модель МГД-привода описывается передаточной функцией звена первого порядка [2, 3]:

$$W(p) = \frac{K_L}{T_L p + 1}, \quad (I)$$

где  $K_L$  - коэффициент передачи линеаризованной модели;  
 $T_L$  - постоянная времени линеаризованной модели.

При наличии в гидротракте упругого элемента (например, тонкостенного канала плоского МГД-двигателя) расчетная модель МГД-привода приводится к двухмассовой системе с одним упругим элементом, согласно которой гидротракт мысленно

разрезают на месте упругого звена [4]. Линеаризованная модель МГД-привода в этом случае описывается передаточными функциями третьего порядка для участков гидротракта до и после упругого элемента:

$$W_{1,2}(p) = \frac{K_{1,2}}{A_{1,2}p^3 + B_{1,2}p^2 + C_{1,2}p + 1} \quad (2)$$

где  $K_{1,2}$  — коэффициенты передачи соответственно для первой и второй части гидротракта;

$A_{1,2}, B_{1,2}, C_{1,2}$  — коэффициенты передаточных функций.

Предложенные математические модели справедливы для средних значений подачи, т.е. в предположении, что среднее значение пульсационных составляющих подачи при достаточно большом промежутке времени наблюдения:

$$Q_{cp}^0 = \int_t^{t+t_1} Q^0(t) dt = 0, \quad (3)$$

где  $Q^0(t)$  — центрированные значения пульсационных составляющих подачи.

Экспериментальные исследования, проведенные на опытных МГД-приводах для ртути и натрия, а также на промышленном МГД-приводе для магния, показали, что случайные флуктуации подачи в МГД-приводах могут быть охарактеризованы корреляционными функциями

$$R(\tau) = D_x e^{-\alpha|\tau|} \quad (4)$$

или

$$R(\tau) = D_x e^{-\alpha|\tau|} \cos \beta\tau, \quad (5)$$

где  $D_x$  — дисперсия подачи;

$\alpha$  — коэффициент затухания;

$\tau$  — время.

Для иллюстрации на фиг. I приведены результаты исследования флуктуаций при перекачивании ртути, а также аппроксимирующие нормированные корреляционные функции. Появление в корреляционной функции периодической составляющей указывает на скрытые источники периодических колебаний подачи, физическая сущность которых требует дальнейших уточнений.

Эксперименты при перекачивании натрия (таблица I) показали, что коэффициент затухания  $\alpha$ , дисперсия пода-

чи  $D_x$  и амплитуда флуктуаций  $\delta$  зависят от централизованного значения подачи и при постоянстве гидравлических параметров привода имеют экстремальные значения. Установлено, что максимум дисперсии подачи имеет место в случае изменения характера течения жидкого металла в канале преобразователя подачи. Поэтому при проектировании гидротракта МГД-приводов следует выбрать режимы течения так, чтобы скорость течения была меньше или больше критической скорости.

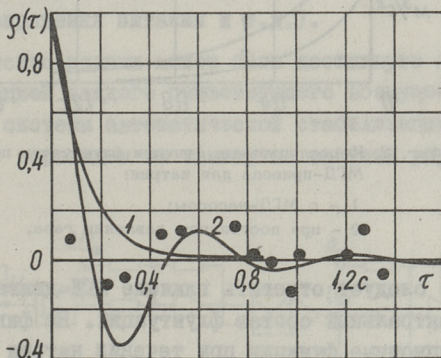
Спектральный состав флуктуаций характеризуется его спектральной плотностью:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (6)$$

где  $\omega$  — угловая частота.

При исследовании флуктуаций подачи при перекачивании натрия спектральная плотность определялась по следующему соотношению:

$$S(\omega) = \frac{2\alpha D_x}{\alpha^2 + \omega^2}. \quad (7)$$



Фиг. 1. Нормированные корреляционные функции флуктуации подачи МГД-привода для ртути:

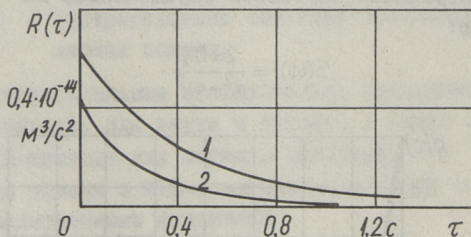
- 1)  $\alpha = -8 \text{ с}^{-1}$ ; 2)  $\alpha = -3,5 \text{ с}^{-1}$ ;  $\beta = 10 \text{ с}^{-1}$ .

Эксперименты показали, что спектральный состав флуктуаций также зависит от режима течения и с уменьшением подачи частота флуктуаций уменьшается.

Таблица I

Характерные показатели флуктуации подачи  
опытного МГД-привода для перекачивания натрия

Подача $Q$ $\times 10^{-4} \text{ м}^3/\text{с}$	Дисперсия $D_x$ $\times 10^{-14} \text{ м}^6/\text{с}^2$	Среднеквадратичное отклонение $\sigma_x$ $\times 10^{-7} \text{ м}^3/\text{с}$	Коэффициент затухания $\alpha$	Амплитуда флуктуаций $\delta$ %
0,57	0,11	0,33	2,08	0,13
0,46	0,12	0,34	2,33	0,17
0,36	0,15	0,39	<u>3,03</u>	0,25
0,26	<u>0,82</u>	<u>0,91</u>	<u>3,03</u>	0,71
0,17	0,62	0,79	2,38	<u>0,94</u>
0,11	0,32	0,56	1,82	0,89
0,06	0,16	0,40	1,41	0,80

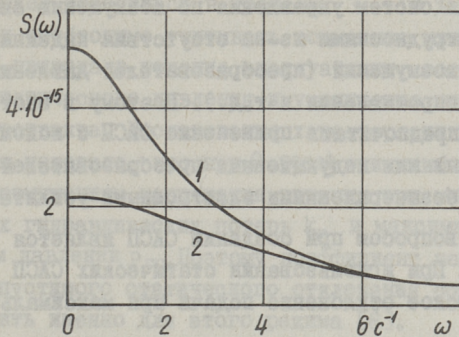


Фиг. 2. Корреляционные функции флуктуации подачи МГД-привода для натрия:

- 1 - с МГД-насосом;  
2 - при постоянном давлении газа.

Особо следует отметить влияние МГД-двигателя на уровень и спектральный состав флуктуаций. На фиг. 2 показаны корреляционные функции при течении натрия под воздействием постоянного давления газа и при применении МГД-двигателя. Оказывается, что наличие МГД-двигателя увеличивает дисперсию подачи примерно в 1,4 раза, среднеквадратичное отклонение - в 1,2 раза. В то же время коэффициент затухания уменьшается в 1,7 раза при одновременном увеличении амплитуды флуктуаций в среднем в 2 раза. Несмотря на это, спектральный состав флуктуаций (фиг. 3), рассчитанный по (7), не зависит от типа источника давления.



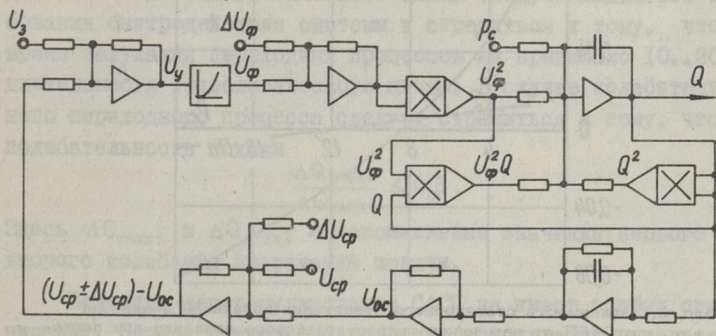


Фиг. 3. Спектральные плотности флуктуации подачи МГД-привода для натрия:

- 1 - с МГД-насосом;
- 2 - при постоянном давлении газа.

Исследования характеристик МГД-приводов [5] показали, что сохранение постоянства выходных величин, например, подачи, затруднено вследствие наличия существенных возмущений (изменение гидростатического давления, увеличение гидравлического сопротивления гидротракта вследствие осадков, колебание напряжения питания и т.д.).

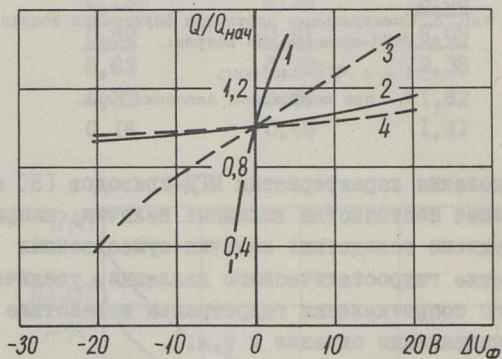
Постоянство подачи может быть достигнуто либо отдельной компенсацией каждого существующего возмущения, либо применением системы автоматической стабилизации подачи (САСП), т.е. переходом на замкнутые системы управления.



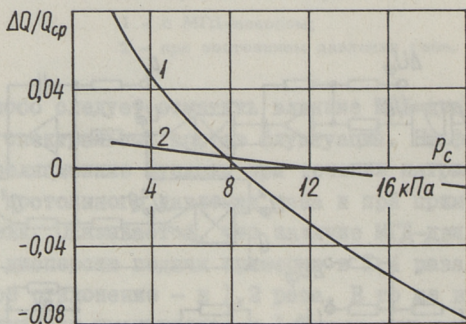
Фиг. 4. Схема набора модели САСП тиристорного МГД-привода.

Реализация систем управления по возмущению связана с определенными трудностями из-за отсутствия надежных преобразователей возмущений (преобразователей давления, гидравлического сопротивления и т.д.). Поэтому в настоящее время следует предпочитать применение САСП с использованием кондукционных или индукционных преобразователей подачи в комплекте с безынерционными электронными усилителями.

Основным вопросом при создании САСП является точность системы. При использовании статических САСП допустимое статическое отклонение подачи при максимальных воз-



Фиг. 5. Зависимость подачи МГД-привода от возмущения напряжения питания при разомкнутой системе управления (1 - при  $k_{\Gamma} = k_{\Gamma, \text{мин}}$ ; 3 - при  $k_{\Gamma} = 10 k_{\Gamma, \text{мин}}$ ) и при САСП (2 - при  $k_{\Gamma} = k_{\Gamma, \text{мин}}$ ; 4 -  $k_{\Gamma} = 10 k_{\Gamma, \text{мин}}$ ).



Фиг. 6. Зависимость статического отклонения подачи МГД-привода с САСП от изменения гидростатического давления при постоянном коэффициенте передачи цепи обратной связи: (1 - при  $k_{\Gamma} = k_{\Gamma, \text{мин}}$ ; 2 - при  $k_{\Gamma} = 10 k_{\Gamma, \text{мин}}$ ).

мушениях может находиться в пределах 3...10 %. При проектировании их необходимо учитывать возможное изменение параметров МГД-привода в течение эксплуатации, особенно изменение гидростатического давления и увеличение гидравлических потерь гидротракта. Исследование характеристик управления МГД-привода показало, что при  $Q = \text{const}$  они наиболее чувствительны к возмущениям напряжения питания при минимальных коэффициентах гидравлических потерь  $k_r$  и максимальном гидростатическом давлении  $p_{гс}$ . Поэтому коэффициент передачи САСП, исходя из допустимого статического отклонения подачи, следует определить именно для этого режима [6].

Исследование статических свойств САСП тиристорного МГД-привода, работающего в Усть-Каменогорском титано-магнелиевом комбинате, на АВМ (фиг. 4) показало, что при  $Q = \text{const}$  и  $p_{гс} = \text{const}$  увеличение коэффициента гидравлических потерь приводит к увеличению напряжения питания и к уменьшению статического отклонения подачи при одинаковых возмущениях напряжения питания (фиг. 5). При постоянной величине коэффициента передачи цепи обратной связи увеличение коэффициента гидравлических потерь приводит к уменьшению статического отклонения подачи от возмущения гидростатического давления (фиг. 6).

При выдвижении требований к динамике САСП следует исходить из технологических требований. В металлургических и литейных МГД-приводах длительность технологического цикла относительно мала и находится в пределах от нескольких секунд до нескольких минут. Поэтому в МГД-приводах с малой длительностью технологического цикла следует выдвигать требования быстрогодействия системы и стремиться к тому, чтобы время затухания переходных процессов не превышало 10..20 % длительности технологического цикла. В случае колебательного переходного процесса следует стремиться к тому, чтобы колебательность подачи

$$\frac{\Delta Q_{\max 2}}{\Delta Q_{\max 1}} \leq 0,5.$$

Здесь  $\Delta Q_{\max 1}$  и  $\Delta Q_{\max 2}$  — максимальные значения первого и второго колебания приращений подачи.

Величина перерегулирования САСП не имеет особых ограничений. Перерегулирование приводит к появлению интегральной ошибки подачи в течение переходного процесса:

$$\Delta V = \int_0^{\infty} Q'(t) dt, \quad (8)$$

где  $Q'(t)$  – отклонение подачи от нового установившегося режима.

В случае колебательного переходного процесса  $\Delta V$  мало, обычно на порядок меньше по сравнению с изменением объема недолитого или перелитого от допустимого статического отклонения.

Вследствие флуктуационных явлений задача обеспечения заданной точности САСП существенно усложняется. При жестких требованиях к точности при синтезе системы должна быть обеспечена минимальная дисперсия подачи с помощью выбора соответствующей оптимальной передаточной функции системы. С другой стороны, если требования к точности системы не очень жесткие, могут быть использованы приемы подавления флуктуаций с помощью низкочастотных фильтров или с применением САСП с астатическим регулятором.

В заключение следует отметить, что выполненные к настоящему времени исследования выдвинули ряд проблем теоретического и прикладного характера при создании систем управления МГД-приводами, от успешного решения которых зависит их применение в современных технологических процессах.

#### Л и т е р а т у р а

1. Der MHD-Antrieb und seine Klassifizierung. - "Elektrie", 1973, Н.12. S. 648-650. Aut.: Tiismus, H., Risthein, E., Laugis, J., Loigon, V.
2. Т и й с м у с Х.А. Гидромеханические характеристики линейных индукционных МГД-двигателей. - "Электричество", 1975, № 10, с. 39-42.
3. К расчету внутренней гидромеханической характеристики МГД-привода. Восьмое Рижское совещание по магнитной гидродинамике. МГД-машины. Тезисы докладов. Рига, Зинатне, 1975, с. 179-181. Авт.: Лехтла Т.В., Саккос Х.А., Сакс К.Х., Тийсмус Х.А.
4. МГД-привод как объект автоматического регулирования. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та" 1971, № 315, Сер. А.

Исследование и проектирование электромагнитных средств перемещения жидких металлов. Сб. трудов IX, с. 35-46. Авт.: Лаугис Ю.Я., Лехтла Т.В., Лойгом В.В., Саккос Х.А., Тийсмус Х.А.

5. Исследование эксплуатационных свойств промышленного тиристорного МГД-привода для подачи магния на литейный конвейер. - Сборник материалов к УП Таллинскому совещанию по электромагнитным расходомерам и электротехнике жидких проводников. Электропривод. Таллин, 1973, с. 31-35. Авт.: Арусоо А.К., Каск Р.Б., Лойгом В.В., Саккос Х.А.

6. Л о й г о м В.В. Анализ статических характеристик МГД-привода. Электропривод с линейными электродвигателями. Труды Всесоюзной научной конференции по электроприводам с линейными электродвигателями. Часть вторая. Киев, 1976, с. 27-31.

V. Loigom, H. Sakkos, H. Tiismus

### Automatic Flow Control Systems with MHD-Drive

#### Summary

In this work the correlation functions and the spectral analysis of the pulsating flux of liquid metal in the pipe-line of MHD-drive is given.

If the control system with high precision is required the pulsating flux of the liquid metal must be considered.

The requirements to the dynamic indices of the control systems with MHD-drive are given.



ТИРИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ЧАСТОТНОГО  
УПРАВЛЕНИЯ МГД-УСТРОЙСТВ

Методы, которые применяются для управления скоростью индукционных двигателей, успешно применимы также для управления напором МГД-машин. Из этих способов наиболее перспективными следует считать генераторные методы, т.е. такие системы управления, где для питания МГД-машин применяются автономные источники (генераторы):

- с изменением выходного напряжения (симметричное или несимметричное изменение выходного напряжения);
- с изменением частоты выходного напряжения (частотное управление).

Как известно, давление МГД-машин можно изменять в широком диапазоне путем управления напряжением питания при постоянной частоте. Потери в широком диапазоне изменения напряжения - значительны, однако во многих случаях, например, в металлургических МГД-насосах, для предотвращения остывания металла в канале насоса при малых скоростях эти потери дают полезный эффект.

Проблемы управления МГД-машинами при помощи изменения напряжения источника питания изложены во многих статьях и сборниках, в том числе в [1...5].

Проблемы частотно-управляемого МГД-привода до настоящего времени исследовались недостаточно; эти вопросы рассматриваются только в нескольких статьях, в том числе в [6...8]. Основным препятствием не только в реализации частотно-управляемых МГД-приводов, а также в исследовании этих приводов, явилось отсутствие эффективных преобразователей частоты. Проводимые в последние годы работы по созданию статических преобразователей частоты стали особенно

Перспективными в связи с налаженным производством высоко-  
частотных тиристорov серии ТЧ.

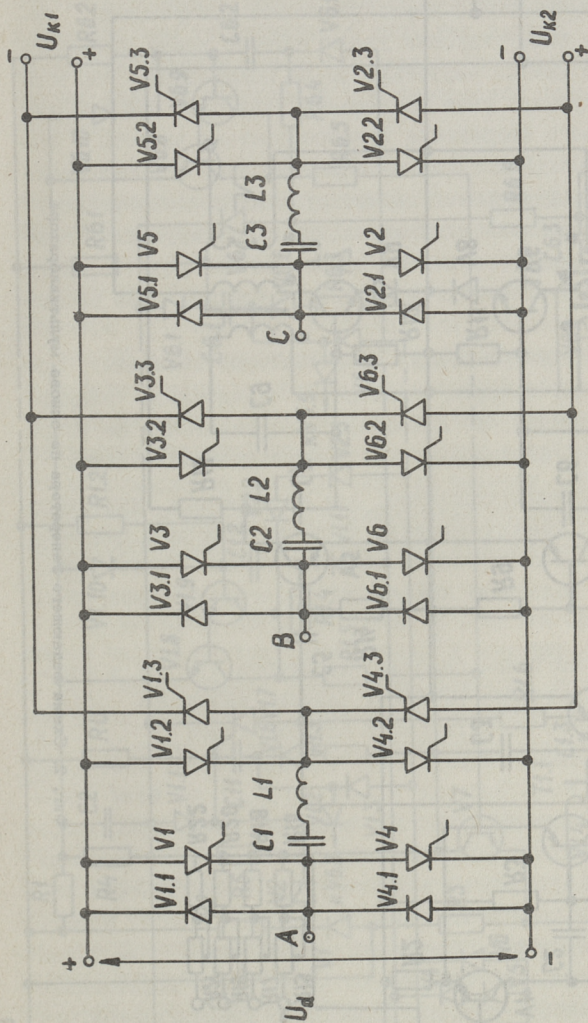
В настоящее время отечественной промышленностью серийно выпускаются трехфазные тиристорные преобразователи частоты до 160 кВА, предназначенные для управления асинхронными электроприводами с диапазоном изменения частот 5...60 Гц [9]. Такой ограниченный выбор, конечно, далеко не удовлетворяет спроса и в каждом отдельном случае, особенно при проведении лабораторных исследований, в большинстве случаев необходимо разработать и построить с требуемыми параметрами тиристорный преобразователь частоты.

Настоящая статья посвящена разработке и проблемам изготовления трехфазного тиристорного преобразователя частоты с явно выраженным звеном постоянного тока, предусмотренного для питания индукционного насоса. Согласно техническим условиям, частота выходного напряжения преобразователя управляется плавно в пределах 200...1000 Гц, мощность преобразователя 100 кВт.

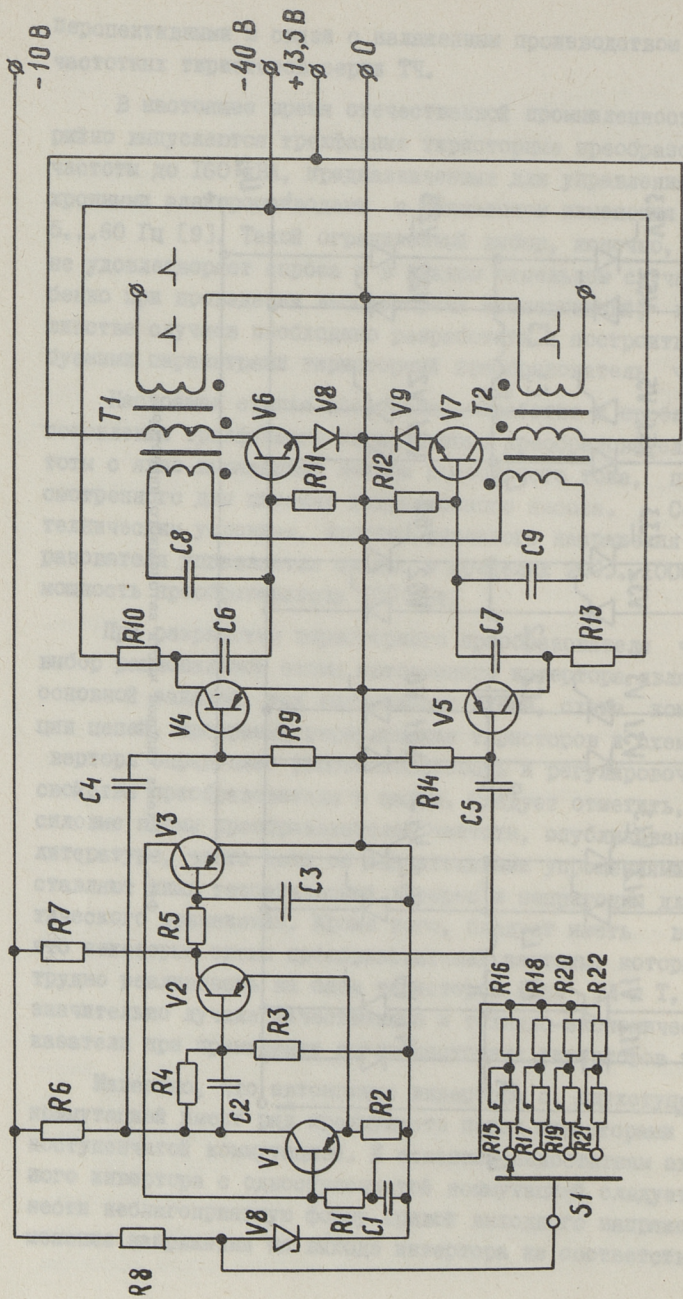
При разработке тиристорного преобразователя частоты выбор рациональной схемы автономного инвертора является основной задачей, так как силовая схема, схема коммутации цепей, программа переключения тиристорov и схема инвертора определяют работоспособность и регулировочные свойства преобразователя в целом. Следует отметить, что силовые схемы преобразователей частоты, опубликованные в литературе, часто даны со значительными упрощениями, представляют лишь теоретический интерес и непригодны для практического применения. Кроме того, следует иметь в виду, что некоторые схемы преобразователей частоты, которые трудно реализовать на базе тиристорov типа ТЛ и Т, имеют значительно лучшие качественные и технико-экономические показатели при применении высокочастотных тиристорov типа ТЧ.

Известно, что автономные инверторы с двухступенчатой коммутацией имеют ряд преимуществ перед инверторами с одноступенчатой коммутацией. К основным недостаткам автономного инвертора с одноступенчатой коммутацией следует отнести неблагоприятную форму кривой выходного напряжения. Изменение напряжения на выходе инвертора не соответствует из-

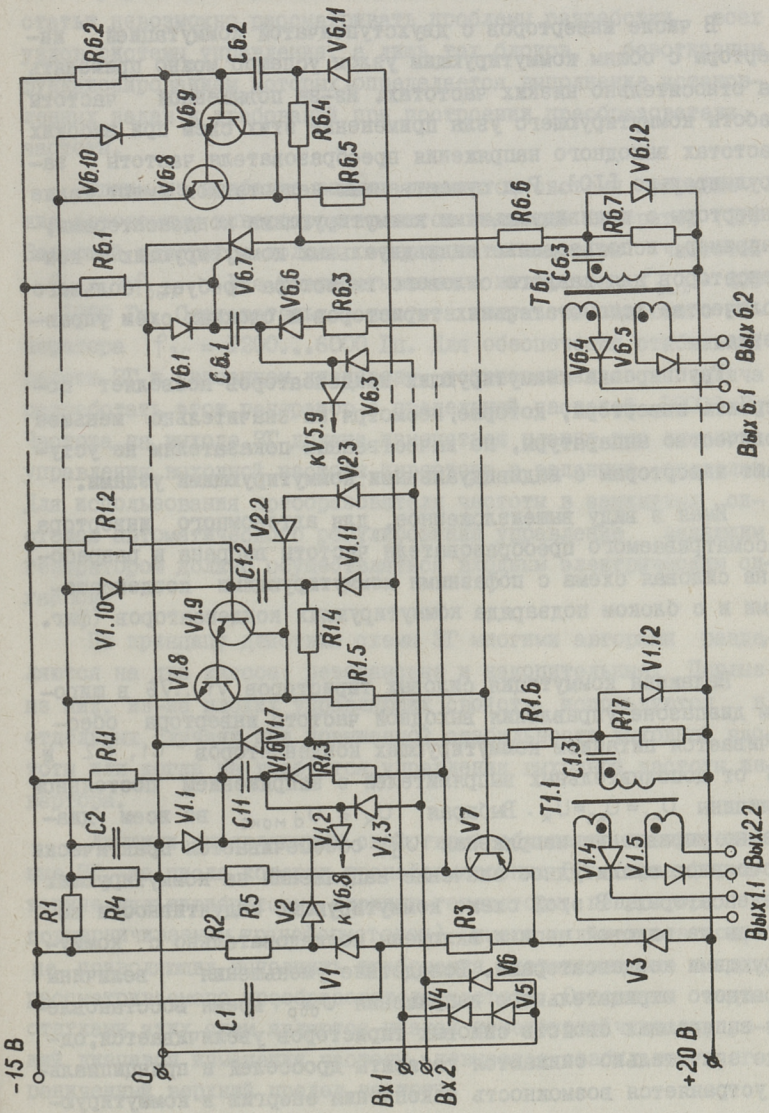




Фиг. 1. Схема силовой части автономного инвертора.



Фиг. 2. Схема задающего генератора на основе мультивибратора.



Фиг. 3. Схема кольцевого распределения импульсов.

менению амплитуды первой гармоники. Это обстоятельство затрудняет использование в системах управления обратных связей по напряжению.

В числе инверторов с двухступенчатой коммутацией инверторы с общим коммутирующим узлом успешно можно применять на относительно низких частотах. Из-за повышенной частоты работы коммутирующего узла применение этих схем при высоких частотах выходного напряжения преобразователя частоты затруднительно [10]. Ряд существенных недостатков имеют также инверторы с индивидуальными коммутирующими конденсаторами; например, использование индивидуальных коммутирующих конденсаторов для каждого силового тиристора требует большого количества вспомогательных тиристоров и сложных схем управления.

Группировка коммутирующих конденсаторов позволяет построить инверторы, которые, несмотря на значительно меньшее количество аппаратуры, по качественным показателям не уступают инверторам с индивидуальными коммутирующими узлами.

Имея в виду вышесказанное, для автономного инвертора рассматриваемого преобразователя частоты выбрана и разработана силовая схема с пофазными коммутирующими конденсаторами и с блоком подзаряда коммутирующих конденсаторов (фиг. 1).

Надежная коммутация силовых тиристоров  $V_1 \dots V_6$  в широком диапазоне управления выходной частоты инвертора обеспечивается питанием коммутирующих конденсаторов  $C_1, C_2$  и  $C_3$  от дополнительных выпрямителей с напряжением постоянной величины  $U_{k1} = U_{k2} = U_k$ . Выбирая  $U_k \geq U_{d \max}$  во всем диапазоне управления напряжения  $U_d$ , обеспечивается практически постоянное амплитудное значение напряжения на коммутирующих конденсаторах. В этой схеме коммутирующие индуктивности вынесены из силовой цепи и включены последовательно с коммутирующими конденсаторами. Вследствие уменьшения величины обратного отрицательного напряжения  $U_{0\delta p}$ , время восстановления запирающих свойств силовых тиристоров увеличивается, однако значительно снижаются габариты дросселей и принципиально устраняется возможность накопления энергии в коммутирующих контурах.

Жесткие условия, предъявляемые к преобразователю частоты, в целом устанавливают также высокие требования к системе управления преобразователем. Однако в рамках данной статьи невозможно рассматривать проблемы разработки всех узлов системы управления, а лишь тех блоков, безотказным функционированием которых определяется выполнение установленных задач и требований при построении преобразователя частоты.

Одним из наиболее важных элементов системы управления автономным инвертором является задающий генератор (ЗГ) Задающий генератор должен генерировать импульсы частотой  $f_{ЗГ} = 6f_{вых}$ . Для разрабатываемого инвертора  $f_{вых} = 200 \dots 1000$  Гц. Следовательно, частота импульсов задающего генератора  $f_{ЗГ} = 1200 \dots 6000$  Гц. Для обеспечения стабильной работы ЗГ в указанном диапазоне, устанавливалась задача разработать этот генератор с предельной частотой 10000 Гц. Частота на выходе ЗГ должна изменяться плавно для плавного управления выходной частоты инвертора в заданных пределах. Для использования преобразователя частоты в замкнутых системах автоматического регулирования управление задающим генератором должно осуществляться входным электрическим сигналом.

По принципу действия схемы ЗГ многими авторами разделяются на два класса: резонансные и накопительные. Первые из них, из-за плохих управляющих свойств, используются в отдельных случаях при повышенной стабильности выходной частоты или когда не требуется управления выходной частоты инвертора.

Лучшими управляющими свойствами обладают накопительные ЗГ, из числа которых трансформаторные ЗГ (трансформаторные мультивибраторы, блокинг-генераторы, генераторы с подмагничиваемым трансформатором) имеют ряд недостатков, не позволяющих выполнять требования, установленные для рассматриваемого преобразователя частоты. Основными недостатками этих схем являются низкая помехоустойчивость, узкий диапазон изменения частоты, невысокая стабильность, ограниченный верхний предел частоты.

Среди многочисленных схем накопительных ЗГ конденсаторного типа представляют в настоящем случае интерес два видоизменения:

- генератор с использованием лавинных приборов;
- генератор на основе мультивибратора.

Были изготовлены лабораторные макеты обоих этих генераторов и подвергнуты экспериментальному исследованию.

Экспериментальные исследования генератора с использованием лавинных приборов показали, что частоту генерируемых импульсов можно повысить до 3000 Гц. Дальнейшее увеличение выходной частоты этого генератора отрицательно влияет на свойства получаемых импульсов, и тем сильнее, чем больше частота.

Имея в виду вышеизложенное, был разработан задающий генератор на основе мультивибратора, схема которого показана на фиг. 2.

Основным элементом задающего генератора импульсов является триггер с эмиттерной связью (триоды  $V_1, V_2$ ). В исходном состоянии закрыт триод  $V_1$ , конденсатор  $C_1$  разряжен. После подачи напряжения питания конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться по контуру: зажим "-" источника питания резистор  $R_8$ , один из задающих частоту резисторов  $R_{15} - R_{21}$ , емкость  $C_1$ , зажим "+" источника питания. Когда напряжение на обкладке конденсатора достигнет порогового значения срабатывания триггера, последний перейдет в другое состояние. При этом на коллекторе триода  $V_1$  сформируется положительный фронт импульса напряжения, а на коллекторе  $V_2$  - отрицательный. Последнее приводит к отпиранию транзистора  $V_3$ , и емкость  $C_1$  начинает разряжаться через резистор  $R_1$  и участок коллектор-эмиттер триода  $V_3$ . Когда напряжение на конденсаторе  $C_1$  достигнет второго порогового значения, триггер опять вернется в первое (исходное) состояние. При этом на коллекторе триода  $V_1$  сформируется отрицательный фронт напряжения, а на коллекторе  $V_2$  - положительный. Между отрицательными фронтами импульсов, образующихся на коллекторах транзисторов  $V_1$  и  $V_2$  (они имеют форму, близкую к прямоугольной), имеется временный сдвиг. Величина этого сдвига определяется в основном постоянной времени цепи разряда конденсатора  $C_1$  и уровнем пороговых напряжений триггера. Величина постоянной времени цепи разряда конденса-

ра  $\tau = C_1(R_1 + R)$  ограничивается многими факторами. Поэтому в схему введена цепочка  $R_5, C_3$ , которая задерживает импульс, поступающий на базу триода  $V_3$  с коллектора  $V_2$ . При этом процесс разряда конденсатора  $C_1$  начинается позже и временной сдвиг между выходными импульсами увеличивается.

Частота генератора регулируется путем изменения постоянной времени цепи заряда емкости  $C_1$ . Этой цели служат переменные резисторы  $R_{15} - R_{21}$  и переключатель  $S_1$ . Номиналы резисторов выбраны так, что четырьмя ступенями можно покрывать требуемый частотный диапазон. Триггер задающего генератора питается от стабилизированного источника питания. Напряжение, используемое для заряда конденсатора  $C_1$ , дополнительно стабилизируется стабилитроном  $V_8$ . Эти меры обеспечивают малую зависимость частоты генератора от изменения напряжения питания.

Отрицательные прямоугольные импульсы, поступающие с коллекторов транзисторов  $V_1$  и  $V_2$ , дифференцируются цепочками  $C_4, R_9$  и  $C_5, R_{14}$  и поступают на базы транзисторов формирователей  $V_4$  и  $V_5$ . Транзисторы  $V_4$  и  $V_5$  работают в лавинном режиме. На сопротивлении нагрузки  $R_{11} (R_{12})$  получается положительный импульс с очень крутым фронтом и значительной амплитудой.

Импульсы, снимаемые с сопротивлений  $R_{11} (R_{12})$ , являются запускающими для блокинг-генераторов, построенных на транзисторах  $V_6$  и  $V_7$ . Блокинг-генераторы призваны увеличить мощность и длительность импульсов до значений, необходимых для управления кольцевым распределителем импульсов.

Помехозащищенность обеспечивается включением разделительных диодов  $V_8, V_9$ , а также следующим фактором. Резисторы  $R_{11}, R_{12}$  в схеме блокинг-генератора выполняют функции разрядных сопротивлений для конденсаторов  $C_8, C_9$ , но они являются одновременно сопротивлениями нагрузки для формирователей на транзисторах  $V_4, V_5$ . При работе формирователей конденсаторы  $C_6, C_7$  заряжаются через резисторы  $R_{11}, R_{12}$ . Ток заряда этих конденсаторов создает падение напряжения на последних, имеющих пилообразную форму. Таким образом, среднее значение напряжения на резисторах  $R_{11}, R_{12}$  меньше нуля. Это напряжение запирает транзисторы блокинг-генератора во время паузы между управляющими импульсами.

Вторым из наиболее важных элементов системы управления автономным инвертором является кольцевой распределитель импульсов.

Чтобы обеспечить условия раздельной подачи импульсов на коммутирующие и силовые тиристоры, требуются в общем случае два распределителя. Один из них работает в этом случае от основных импульсов задающего генератора, а второй — от задержанных импульсов.

Имея в виду технические условия, установленные для преобразователя частоты, критически рассматривались многие существующие схемы кольцевого распределителя импульсов, в том числе схемы:

- на основе дискретных элементов в виде отдельного устройства;
- на магнитных интегрирующих элементах;
- на тиристорах и динисторах;
- на ферротранзисторных элементах;
- на ферродиодных элементах;
- на ферротиристорных элементах.

По ряду различных недостатков указанные схемы не могли удовлетворять заданные требования. Поэтому была разработана схема кольцевого распределителя импульсов на конденсатор-тиристорных ячейках (фиг. 3). Этот распределитель импульсов предназначен распределять импульсы, получаемые от генератора по шести каналам со сдвигом между соседними каналами в 60 эл. градусов при работе инвертора в трехфазном режиме.

Распределитель построен на конденсатор-тиристорных ячейках с использованием транзисторов для коммутаций тиристоров. Схема привлекает своей относительной простотой, кроме того, она позволяет получить на выходе достаточный по мощности и длительности импульс для управления тиристорами конечных формирователей.

После подачи напряжения питания на схему кольцевого распределителя заработает запускающая часть схемы на основе динистора  $V1$ . Начинается заряд емкости  $C1$  через диод  $V3$  и резистор  $R3$ . Когда напряжение на конденсаторе  $C1$  достигнет значения, достаточного для отпирания динистора  $V1$ ,



последний откроется и на резисторе R2 сформируется положительный импульс напряжения. Импульс с резистора R2 через диод V2 отперет тиристор первой ячейки счетчика (V1.7). Это приводит к тому, что потенциал базы триода V7 становится отрицательным и он отпирается. Конденсаторы C1.1 - C6.1 получают возможность заряжаться через эмиттер-коллектор триода V7 и резисторы R1.3 - R6.3. Исключение составляет только конденсатор C2.1, так как его нижняя (по схеме) обкладка через диод V2.2 и отпертый тиристор V1.7 соединена с шиной "0" счетчика. Конденсаторы C1.2 - C6.2 зарядились сразу после подачи питания на схему через сопротивления R1.6, R1.7 - R6.6, R6.7 и R1.2 - R6.2. Исключение составляет емкость C1,2, так как ее нижняя (по схеме) обкладка соединена через резистор R1.4 и отпертый тиристор V1.7 с шиной "0". Таким образом, все диодные ключи на пути следования импульсов управления заперты напряжениями на соответствующих конденсаторах, кроме диодов V1.11 и V2.3. Поэтому пришедший на вход "1" импульс попадает на базу только одного транзисторного ключа - на базу V1.9. Последний откроется, что приведет к открытию транзистора V1.8. Напряжение на конденсаторе C2 приложится через открытый транзистор V1.8 к отпертому тиристор V1.7. Так как это напряжение имеет обратную полярность, то тиристор обеспечивается и последний закрывается. Это приведет к запираанию транзистора V7 и конденсатор C2.1 не сможет зарядиться после закрытия тиристора V1.7. Через определенное время после импульса на входе "1" поступает импульс на вход "2". Последний через открытый диод V2.3 и емкость C2.1 откроет тиристор следующей ячейки V2.7. После прихода следующего импульса на вход "1" тиристор второй ячейки закрывается и т.д. На резисторах нагрузки тиристоров R1.7 - R6.7 получаем импульсы прямоугольной формы с длительностью  $T/6$ . Здесь  $T$  - период рабочей частоты инвертора.

Положительные фронты этих импульсов используются для запуска формирователей импульса управления коммутирующих тиристоров силовой схемы отрицательные фронты запускают формирователи импульсов управления силовыми тиристорами. Гальваническая развязка выходов распределителя достигается использованием импульсных трансформаторов T1.1 - T6.1. Поляр-

ность фронтов распознается диодами V1.4, V1.5 - V6.4, V6.5. Для подавления выброса напряжения на резисторах R1.7 - R6.7 при заперении соответствующих тиристоров используются стабилитроны V1.12 - V6.12. Напряжение стабилизации их выбрано таким, что оно чуть больше падения напряжения на резисторах R1.7 - R6.7 и пропускает ток выброса через себя.

Тиристорный преобразователь частоты на базе описанных узлов изготовлен в лаборатории кафедры электропривода ТПИ и там же проведены лабораторные испытания системы "Тиристорный преобразователь частоты - МГД-насос". При испытании взамен жидкого металла в щели канала МГД-насоса использовался твердометаллический имитатор.

### Л и т е р а т у р а

1. Ир с Р.Р., Р ан д о я Т.О., Т и й с м у с Х.А. Том с о н Я.Я. Тиристорный преобразователь для питания МГД-устройств. - В кн.: Сборник материалов Таллинского совещания по электромагнитным расходомерам в электротехнике жидких проводов. Таллин, 1973.

2. Р ан д о я Т.О., С а к с К.Х., Т и й с м у с Х.А., Т о м с о н Я.Я. Тиристорный МГД-привод для стабилизации уровня жидкого металла (см. п.1).

3. М и щ е н к о В.Д., Р ан д о я Т.О., Т о м с о н Я.Я. О применении тиристорных регуляторов напряжения для питания МГД-устройств в литейном производстве. - В кн.: Сборник материалов Киевского совещания по электромагнитным методам воздействия на жидкий металл в литейном производстве. Киев, Изд-во ИПЛ АН УССР, 1972.

4. Р ан д о я Т.О., Т и й с м у с Х.А. МГД-привод для стабилизации уровня жидкого металла как объект автоматического регулирования. - В кн.: Сборник тезисов докладов УП Рижского совещания по магнитной гидродинамике, Ш. Рига, 1972.

5. Л а у г г и с Ю.Я., Л е х т л а Т.В., Л о й г о м В.В., С а к к о с Х.А., Т и й с м у с Х.А. МГД-привод как объект автоматического регулирования. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1971, серия А, № 315.

6. Ир с Р.Р., Т и й с м у с Х.А. Основные соотношения для индукционных насосов при частотном управлении. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1973, № 336.

7. Ир с Р.Р., Т и й с м у с Х.А., Т о м с о н Я.Я., Ш и л ь ф К.Ю. Тиристорный преобразователь частоты для МГД-приводов. - (см. п.6).

8. Ир с Р.Р., К ю л ь м Э.Г., Т и й с м у с Х.А. Регулирование производительности индукционных насосов путем изменения частоты и напряжения. -(см. п.6).

9. Регулируемый электропривод. Сводный каталог, вып. I, 1974 г. Информэлектро.

10. Г л а з е н к о Т.А., Г о н ч а р е н к о Р.Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., Энергия, 1969.

R. Irs, J. Tomson, V. Hansberg

### Umrichter für die Frequenzsteuerung von MHD-Anlagen

#### Zusammenfassung

Im Artikel werden die Fragen der Ausarbeitung und des Aufbaus von Umrichtern mit ausgebildetem Gleichstromglied behandelt. Die Frequenzsteuerung geschieht im Bereich von 200 bis 1000 Hz, die Leistung des Umrichters beträgt 100 kW. Es ist die Analyse zur Auswahl von Starkstromteil und Kommutationsbaugruppe angeführt. Es wird die Ausarbeitung von zwei Blöcken des Steuerungssystems für den Wechselrichter des Umrichters angeführt: Schaltungen des Taktgenerators und des Verteilers von Impulsen.



ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ДВУХЦЕЛЕВОГО ЛИНЕЙНОГО  
ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Применение линейных асинхронных двигателей (ЛАД) в двухцелевом режиме открывает новые возможности для повышения их технико-экономических показателей [1, 2].

Основным преимуществом цели применения двухцелевого линейного электропривода является получение механической и тепловой энергии. Полезной выходной мощностью ЛАД является вся передаваемая во вторичную систему электромагнитная мощность. Расчет таких электроприводов усложняется вследствие необходимости совместного решения уравнений, описывающих электромагнитные и тепловые процессы. Ниже приводится упрощенная методика расчета двухцелевого линейного электропривода, основывающаяся на базе последовательной схемы замещения ЛАД [1].

Для более наглядного описания и анализа тепловых и электромагнитных процессов целесообразно представить схему замещения ЛАД в виде, приведенном на фиг. 1. Не учитывая относительно малые магнитные потери  $\Delta P_{\text{маг}}$ , потребляемая из сети активная мощность ЛАД  $P_1$  выражается суммой

$$P_1 = \Delta P_{\text{эл1}} + \Delta P_{\text{эл2}} + P_2, \quad (1)$$

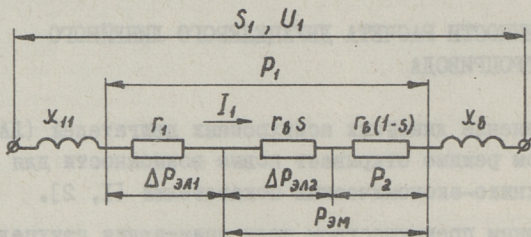
где  $\Delta P_{\text{эл1}}$  — тепловые потери в обмотке индуктора;  
 $\Delta P_{\text{эл2}}$  — тепловые потери во вторичной системе;  
 $P_2$  — полезная вторичная механическая мощность.

В целях эффективной работы двухцелевого ЛАД необходимо в рабочем режиме максимизировать электромагнитный к.п.д.  $\eta_{\text{эм}}$  [2]:

$$\eta_{\text{эм}} = \frac{P_{\text{эм}}}{P_1} \quad (2)$$

$$\eta_{эм} = \frac{\Delta P_{эл2} + P_2}{P_1} \quad (3)$$

Расчет механической мощности приводимого устройства по силе сопротивления и скорости движения вторичной системы в общем случае не представляет трудностей и поэтому более подробному рассмотрению здесь не подлежит.



Фиг. 1. Последовательная схема замещения двухцелевого ЛАД.

Определение величины необходимой вторичной тепловой мощности  $\Delta P_{эл2}$  связано с исследованием тепловых процессов во вторичной системе и является сложной задачей. Тепловые переходные процессы описываются сложными дифференциальными уравнениями, решение которых требует проведения сложных расчетов на ЭВМ. Для практических инженерных расчетов необходима упрощенная методика расчета. При относительно простой конструкции вторичной системы и объектов нагревания, в первом приближении можно применять методику расчета нагревания однородного твердого тела [3].

Принимаем базисным вариантом нагревания тела процесс при отсутствии первоначального превышения температуры и теплообмена между телом и окружающей средой. В таком случае вся тепловая энергия остается в теле.

Такой процесс нагревания объекта описывается формулой

$$\mathcal{J} = \frac{\Delta P_{эл2}}{C} t, \quad (4)$$

где  $\mathcal{J}$  — превышение температуры тела;

$C$  — теплоемкость тела;

$t$  — продолжительность нагревания.

В конце процесса нагревания  $\mathfrak{N} = \mathfrak{N}_H$  и  $t = t_H$ . Следовательно,  
но,

$$\mathfrak{N}_H = \frac{\Delta P_{эл2}}{C} t_H. \quad (5)$$

Продолжительность нагревания

$$t_H = \frac{C}{\Delta P_{эл2}} \mathfrak{N}_H. \quad (6)$$

Потребляемая в ходе нагревания вторичной системы активная энергия

$$E_1 = P_1 t_H \quad (7)$$

или, учитывая формулу (6),

$$E_1 = P_1 \frac{C}{\Delta P_{эл2}} \mathfrak{N}_H. \quad (8)$$

С другой стороны,

$$P_1 = \frac{\Delta P_{эл2}}{\eta_{тепл}}, \quad (9)$$

где  $\eta_{тепл}$  — тепловой к.п.д. двухцелевого ЛАД.

Окончательно получаем:

$$E_1 = \frac{C}{\eta_{тепл}} \mathfrak{N}_H. \quad (10)$$

$E_1$  в основном зависит от  $\eta_{тепл}$ , так как  $C$  и  $\mathfrak{N}_H$  определены технологическими требованиями.

При наличии начального превышения температуры тела  $\mathfrak{N}_0 \neq 0$  справедливы те же формулы при замене в них  $\mathfrak{N}_H$  на  $\mathfrak{N}_H - \mathfrak{N}_0$ .

В реальных случаях коэффициент теплоотдачи тела  $A \neq 0$  и процесс нагревания тела описывается известной формулой

$$\mathfrak{N} = \mathfrak{N}_\infty (1 - e^{-\frac{t}{T}}) + \mathfrak{N}_0 e^{-\frac{t}{T}}, \quad (11)$$

где  $\mathfrak{N}_\infty = \frac{\Delta P}{A}$  — установившееся превышение температуры тела;

$T = \frac{C}{A}$  — постоянная времени нагревания.

Наибольшая величина затрачиваемой на нагрев активной энергии при  $\mathfrak{N}_0 = 0$ . Тогда

$$\mathfrak{N}_H = \mathfrak{N}_\infty (1 - e^{-\frac{t_H}{T}}). \quad (12)$$

Продолжительность нагревания

$$t_H = T \ln \frac{\Delta P_{эл2}}{\Delta P_{эл2} - A \mathfrak{N}_H}. \quad (13)$$

## Затрачиваемая из сети активная энергия

$$E_1 = \frac{\Delta P_{эл2}}{\eta_{тепл}} T \ln \frac{\Delta P_{эл2}}{\Delta P_{эл2} - A \cdot \tilde{\alpha}_H} \quad (I4)$$

$E_1$  зависит от  $\Delta P_{эл2}$ , но оценить характер этой зависимости по формуле (I4) неудобно. В целях оценки влияния охлаждения на процесс нагревания тела перейдем на относительную величину первичной активной энергии  $E_{1*}$ , принимая базисной величиной  $E_1$  при  $A = 0$  и  $\tilde{\alpha}_0 = 0$ , т.е.

$$E_{1*} = \frac{C}{\eta_{тепл}} \tilde{\alpha}_H \quad (I5)$$

В таком случае

$$E_{1*} = \frac{\Delta P_{эл2}}{A \cdot \tilde{\alpha}_H} \ln \frac{\frac{\Delta P_{эл2}}{A \cdot \tilde{\alpha}_H}}{\frac{\Delta P_{эл2}}{A \cdot \tilde{\alpha}_H} - 1} \quad (I6)$$

Обозначим

$$\Delta P_{эл2*} = \frac{\Delta P_{эл2}}{A \cdot \tilde{\alpha}_H} \quad (I7)$$

и

$$t_H = \frac{t_{H*}}{T} = \ln \frac{\Delta P_{эл2*}}{\Delta P_{эл2*} - 1}, \quad (I8)$$

где  $\Delta P_{эл2*}$  — относительная вторичная тепловая мощность ЛАД,  
 $t_{H*}$  — относительная продолжительность нагревания.

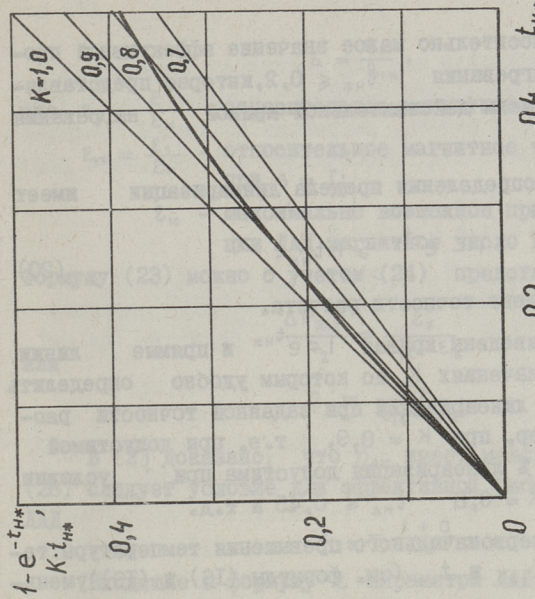
Следовательно,

$$E_{1*} = \Delta P_{эл2*} t_{H*} \quad (I9)$$

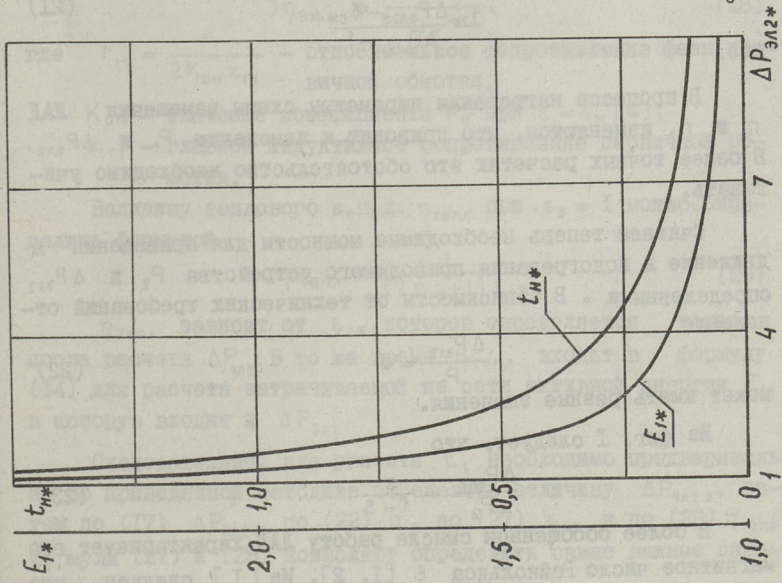
Формулы (I9) и (I8) дают хорошую возможность для оценки влияния величины вторичной тепловой мощности  $\Delta P_{эл2}$  на величину потребляемой из сети активной энергии  $E_1$  и продолжительности нагревания  $t_H$ . Более наглядно характеризуют эту зависимость рассчитанные по этим формулам кривые  $E_{1*}$ ,  $t_{H*} = f(\Delta P_{эл2*})$ , приведенные на фиг. 2. Из фиг. 2 следует сильное влияние  $\Delta P_{эл2*}$  на  $E_{1*}$  и  $t_{H*}$ .

Если по техническим условиям можно допустить значительную продолжительность нагревания (например,  $t_{H*} = 1$ , т.е.  $t_H = T$ ), то по количеству потребляемой при этом энергии  $E_{1*} = 1,58$  такой процесс нагрева нельзя считать выгодным. В целях экономии энергии следует иметь  $\Delta P_{эл2*} \geq 5$ . Дальнейшее увеличение  $\Delta P_{эл2*}$  не дает существенного эффекта в экономии энергии и приводит к чрезмерному увеличению мощности.





Фиг. 3. Определение пределов линеаризации кривой нагрева: —  $(1 - e^{-t_{H*}})$ ; —  $K t_{H*}$ .



Фиг. 2. Зависимость потребляемой энергии двухфазного ЛАД  $E_{1*}$  и продолжительности нагрева  $t_{H*}$  от тепловых потерь  $\Delta P_{эл2*}$  при  $\lambda_0 = 0$  °С.

Учитывая относительно малое значение эффективной продолжительности нагревания  $t_{н*} \leq 0,2$ , интерес представляет возможность замены действительной кривой нагревания прямой линией.

Условие для определения предела линейаризации имеет вид:

$$1 - e^{-t_{н*}} \geq K t_{н*}, \quad (20)$$

где  $K$  - коэффициент точности расчета.

На фиг. 3 приведены кривая  $1 - e^{-t_{н*}}$  и прямые линии  $K t_{н*}$  при разных значениях  $K$ , по которым удобно определить различные пределы линейаризации при заданной точности расчета. Так, например, при  $K = 0,9$ , т.е. при допустимой ошибке расчета 10% линейаризация допустима при условии  $t_{н*} \leq 0,2$ , а при  $K = 0,8$   $t_{н*} \leq 0,45$  и т.д.

При наличии первоначального превышения температуры тела  $\delta_{0*} = \frac{\delta_0}{\delta_n}$   $E_{1*}$  и  $t_{н*}$  (см. формулы (16) и (19)) уменьшаются в

$$n = \frac{\ln \frac{\Delta P_{эл2*}}{\Delta P_{эл2*} - 1}}{\ln \frac{\Delta P_{эл2*} - \delta_{0*}}{\Delta P_{эл2*} - 1}} \quad (21)$$

раз.

В процессе нагревания параметры схемы замещения ЛАД  $r_1$  и  $r_2$  изменяются, что приводит к изменению  $P_1$  и  $\Delta P_{эл2}$ . В более точных расчетах это обстоятельство необходимо учитывать.

Считаем теперь необходимые мощности для приведения в движение и подогревания приводимого устройства  $P_2$  и  $\Delta P_{эл2}$  определенными. В зависимости от технических требований отношение

$$\frac{\Delta P_{эл2}}{P_2} = \alpha \quad (22)$$

может иметь разные значения.

Из фиг. 1 следует, что

$$\frac{\Delta P_{эл2}}{P_2} = \frac{s}{1-s}. \quad (23)$$

В более обобщенном смысле работу ЛАД характеризует его магнитное число Рейнольдса  $\varepsilon$  [1, 2]. Из [1] следует, что

$$s = \frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_{1x}}, \quad (24)$$

где  $\varepsilon_x = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_m}$  — относительное магнитное число Рейнольдса;

$\varepsilon_{1x} = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_m}$  — относительное магнитное число Рейнольдса при  $s = 1$ ;

$\varepsilon_m$  — максимально возможное при данной конструкции ЛАД магнитное число Рейнольдса [4].

Формулу (23) можно с учетом (24) представить в виде:

$$\frac{\Delta P_{ал2}}{P_2} = \frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_{1x} - \varepsilon_x} \quad (25)$$

или

$$a = \frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_{1x} - \varepsilon_x}. \quad (26)$$

В [2] доказано, что  $\eta_{эм}$  имеет максимум при  $\varepsilon_x = 1$ . Из (26) следует условие для эффективной работы двухцелевого ЛАД

$$\varepsilon_{1x} = \frac{1+a}{a}. \quad (27)$$

Входящие в формулу  $\varepsilon$  параметры ЛАД следует выбирать так, чтобы было выполнено условие (27).

Максимальное значение  $\eta_{эм}$  определено формулой [2]

$$\eta_{эм.м} = \frac{1}{2r_{1x} + 1}, \quad (28)$$

где  $r_{1x} = \frac{r_1}{2K_{ам}x_{Г1}}$  — относительное сопротивление фазы первичной обмотки;

$K_{ам}$  — значение коэффициента  $K_a$  при  $\varepsilon = \varepsilon_m$  [4];

$x_{Г1}$  — главное индуктивное сопротивление первичной обмотки.

Величину теплового к.п.д.  $\eta_{тепл}$  при  $\varepsilon_x = 1$  можно определить формулой

$$\eta_{тепл} = \frac{1}{(2r_{1x} + 1)\varepsilon_{1x}}. \quad (29)$$

$\eta_{тепл}$  зависит от  $\varepsilon_{1x}$ , которое определяется только после расчета  $\Delta P_{ал2}$ . В то же время  $\eta_{тепл}$  входит в формулу (14) для расчета затрачиваемой из сети активной энергии  $E_1$ , в которую входит и  $\Delta P_{ал2}$ .

Следовательно, для расчета  $E_1$  необходимо предварительно по приведенной методике определить величину  $\Delta P_{ал2x}$ , затем по (17)  $\Delta P_{ал2}$ , по (22)  $a$ , по (27)  $\varepsilon_{1x}$  и по (29)  $\eta_{тепл}$ . Формулы (27) и (28) позволяют определить самые важные параметры ЛАД.

Приведенная методика расчета позволяет провести упрощенный расчет двухцелевого линейного электропривода, учитывая особенности его работы. Выбранные по данной методике параметры двухцелевого ЛАД обеспечивают эффективность работы привода.

### Л и т е р а т у р а

1. Лаугис Ю.Я., Тийсмус Х.А., Тээметс Р.А. Расчет механических характеристик линейных асинхронных двигателей. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1978, № 456, с. 75-85.

2. Лаугис Ю.Я., Тийсмус Х.А., Тээметс Р.А. Некоторые энергетические показатели линейных асинхронных двигателей. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1978, № 456, с. 87-97.

3. Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. Изд. 2-е, перераб. и доп. - Л., Энергия, 1974. 839 с.

4. Тээметс Р.А. К определению размеров вторичной системы плоского линейного асинхронного двигателя. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1977, № 425, с. II3-II8.

J. Laugis, T. Lehtla, R. Teemets

### Besonderheiten der Berechnung des Zweizweck-Linearantriebes

#### Zusammenfassung

Im Beitrag wird die Methodik für die Berechnung des Zweizweck-Linearantriebes vorgestellt, die die Besonderheiten seiner Arbeit berücksichtigt. Ebenfalls werden die Empfehlungen für die Auswahl der nötigen Sekundärleistung und die Formeln für die Berechnung der Daten, die eine effektive Arbeit des Antriebes garantieren, formuliert.

Т.В. Лехтла, Р.А. Тээметс,  
Ю.Я. ЛаугисОПРЕДЕЛЕНИЕ РАСЧЕТНОЙ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНОГО  
ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ДИСКРЕТНОЙ ВТОРИЧНОЙ СИСТЕМОЙ

Вторичная система линейных асинхронных электроприводов (ЛАП) нередко изготавливается из дискретных элементов с различной геометрией. Такими активными элементами вторичной системы ЛАП могут служить целесообразные конвейеры, детали и пр. Дискретность вторичной системы обуславливает ряд нежелательных явлений, как, например, пульсацию развиваемых усилий и скорости движения, что в значительной мере усложняет создание системы автоматического управления ЛАП.

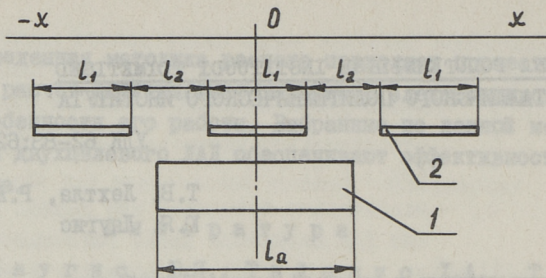
ЛАП с дискретной вторичной системой не нашел еще достаточного рассмотрения в литературе. Описаны лишь некоторые конструктивные варианты исполнения [1, 2, 3, 4], но нет пока обобщенного математического анализа работы таких приводов. В настоящей статье делается попытка математического описания ЛАП с дискретной вторичной системой как звена системы автоматического управления.

Чтобы провести систематический анализ работы ЛАП с дискретной вторичной системой, необходимо определить его характерные обобщенные параметры. На фиг. 1 приведен эскиз линейного электропривода с дискретной вторичной системой. Система ЛАП характеризуется тремя размерами по длине  $l_1, l_2, l_d$  и текущей координатой движения  $x$  вторичной системы 2 относительно индуктора 1.

Число независимых переменных может быть уменьшено при переходе на относительные величины. Базовой величиной будем считать активную длину индуктора ЛАП  $l_d$ .

Соответственно

$$l_{1*} = l_1 / l_d \quad \text{и} \quad l_{2*} = l_2 / l_d. \quad (I)$$



Фиг. 1. Эскиз ЛАП с дискретной вторичной системой:  
1 - индуктор; 2 - элементы вторичной системы.

Началом координатной системы будем считать точку совпадения центра элемента вторичной системы с центром индуктора ЛАП.

Определим пределы варьирования величин  $l_1$  и  $l_2$ . Нормальная работа одноиндукторного ЛАП возможно лишь в случае, когда длина элемента вторичной системы  $l_1 \geq \tau$ , т.е. равна или больше полюсного деления индуктора (фиг. 2а).

Если длина элемента вторичной системы равна или больше активной длины индуктора  $l_1 \geq l_a$ , работа ЛАП с дискретной вторичной системой аналогична работе ЛАП с непрерывной вторичной системой (фиг. 2б).

Чтобы обеспечить нормальную работу ЛАП, максимальное расстояние между соседними элементами дискретной вторичной системы ЛАП  $l_2 \leq l_a - 2\tau$ . В самом неблагоприятном случае должно обеспечиваться перекрытие индуктора любым элементом вторичной системы величиной, равной полюсному делению  $\tau$  (фиг. 2в).

Создаваемая индуктором ЛАП сила колеблется в пределах от минимального до максимального значения, соответствующих минимальному и максимальному перекрытию индуктора с элементами вторичной системы.

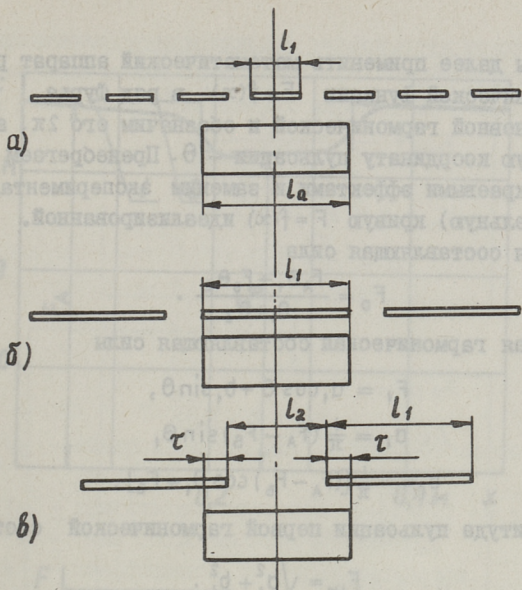
Пульсация силы является максимальной, когда

$$l_{1*} + 2l_{2*} = 1/n, \quad (2)$$

где  $n$  - любое целое число;

и минимальной, когда

$$l_{1*} + l_{2*} = 1/n. \quad (3)$$



Фиг. 2. Возможные варианты размеров элементов вторичной системы относительно индуктора:

а)  $l_1 \geq \tau$ ; б)  $l_1 \geq l_a$ ; в)  $l_2 \leq l_a - 2\tau$ .

Максимальная амплитуда пульсации при  $l_{1*} + 2l_{2*} = 1/\pi$

$F_{nm} = 0,25 F_m$ , где  $F_m$  - максимальная сила индуктора.

Если  $l_{1*} \geq 1$ , то амплитуда пульсации

$$F_{nm} = \frac{1}{2} l_{2*} F_m. \quad (4)$$

Примером ЛАП с дискретной вторичной системой является разработанный на кафедре электропривода Таллинского политехнического института электропривод литейной карусельной машины (ЛКМ). Элементами его вторичной системы являются чугунные литейные формы для жидкого металла со специально прикрепленными к ним пластинами из алюминия. Магнитный поток индуктора замыкается через чугунную литейную форму, а вторичные токи - в алюминиевой пластине.

Идеализированная и экспериментальная кривые зависимости  $F = f(x)$  приведены на фиг. 3. При вращательном движении вторичной системы ЛАП вместо линейного перемещения  $x$  может быть применено угловое перемещение  $\alpha$ , а зависимость  $F = f(x)$  - заменена зависимостью  $F = f(\alpha)$ .

Чтобы далее применить математический аппарат разложения гармонической функции  $F = f(x)$  в ряд Фурье, выделим период основной гармонической и обозначим его  $2\pi$ , а текущую угловую координату пульсации —  $\theta$ . Пренебрегаем продольными краевыми эффектами и заменим экспериментальную (действительную) кривую  $F = f(x)$  идеализированной. Средняя постоянная составляющая сила

$$F_0 = \frac{F_A \theta_1 + F_B \theta_2}{\theta_1 + \theta_2}. \quad (5)$$

Первая гармоническая составляющая силы

$$F_1 = a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta, \quad (6)$$

где

$$a_1 = \frac{1}{\pi} (F_A - F_B) \sin \theta_1$$

и

$$b_1 = -\frac{1}{\pi} [(F_A - F_B) \cos \theta_1 + F_B].$$

Амплитуда пульсации первой гармонической составляющей силы

$$F_{1m} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}. \quad (7)$$

Угол сдвига фазы первой гармонической составляющей

$$\psi_1 = \arctg(a_1/b_1). \quad (8)$$

Следовательно,

$$F_1 = F_{1m} \sin(\theta + \psi_1). \quad (9)$$

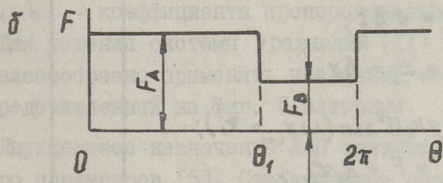
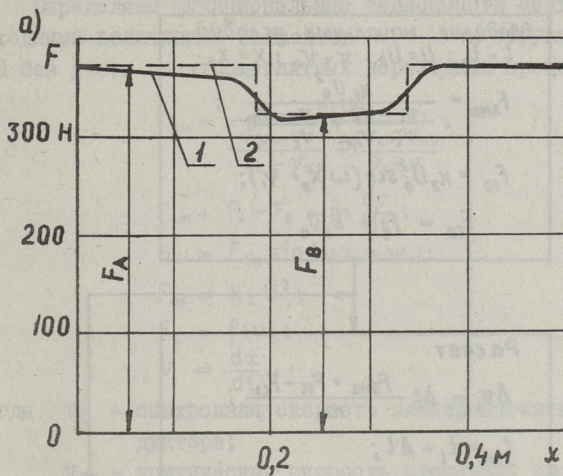
Текущую угловую координату  $\theta$  можно выразить через основную координату движения  $x$ ,

$$\theta = \frac{2\pi(x + l_1/2)}{l_1 + l_2}. \quad (10)$$

Как следует из выражения (10), первая гармоническая составляющая силы пульсации является функцией координаты движения вторичной системы ЛАП.

Структурная схема разомкнутой системы ЛАП с учетом дискретности его вторичной системы представлена на фиг. 4. Передаточные функции  $W_1 \dots W_4$  определяют связь между различными физическими величинами в ЛАП.  $W_1$  связана с электромагнитными явлениями в индукторе и вторичной системе ЛАП и определяет связь между напряжением питания и создаваемой индуктором силой.  $W_2$  определяет процессы ускорения инерционных масс, а  $W_3$  — связь между скоростью и координатой движения. Пульсирующая составляющая силы учитывается в виде обратной связи через звено  $W_4$ .

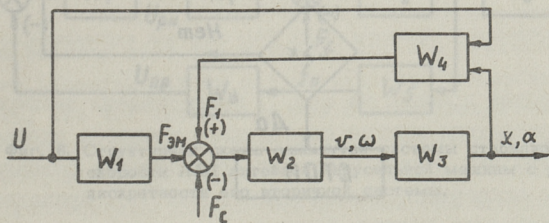




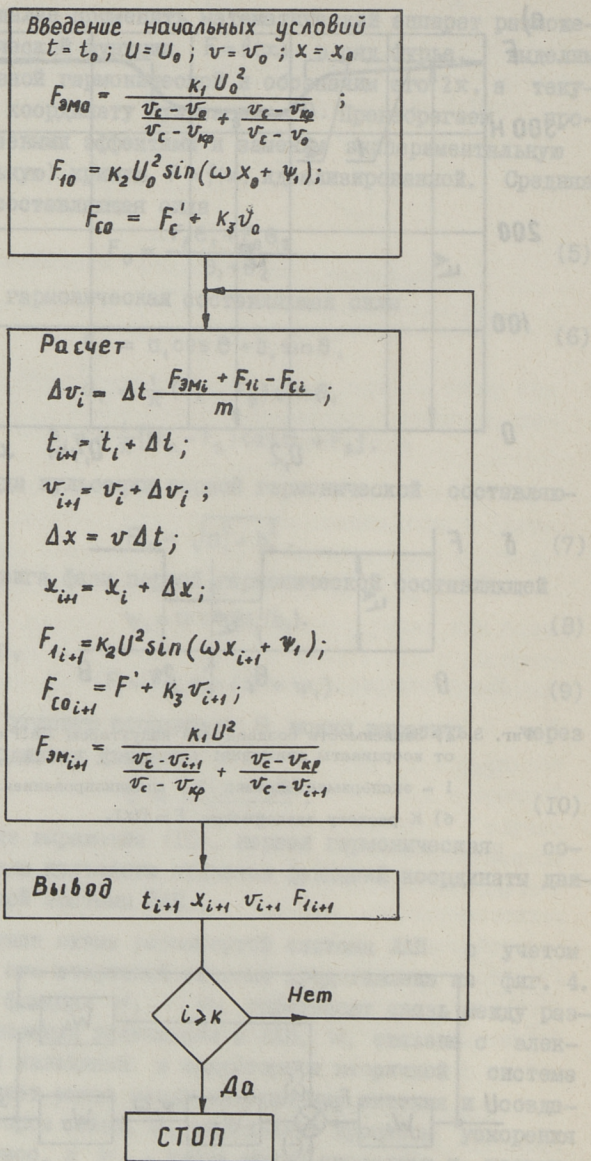
Фиг. 3. а) Зависимость создаваемой индуктором ЛАП силы от координаты движения:

1 - экспериментальная; 2 - идеализированная;

б) К расчету зависимости  $F = f(x)$ .



Фиг. 4. Структурная схема разомкнутой системы ЛАП с дискретной вторичной системой.



Фиг. 5. Алгоритм для решения системы уравнений (11).

Определяем функциональные зависимости между входными и выходными величинами элементов  $W_1 \dots W_4$  структурной схемы ЛАП без учета электромагнитных переходных процессов.

$$\left. \begin{aligned} F_{эм} &= \frac{k_1 U^2}{\frac{v_c - v}{v_c - v_{кр}} + \frac{v_c - v_{кр}}{v_c - v}}; \\ F_{эм} + F_1 - F_c &= m \frac{dv}{dt}; \\ F_1 &= F_{1м} \sin(\omega x + \psi_1); \\ F_{1м} &= k_2 U^2; \\ F_c &= f(v); \\ v &= \frac{dx}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (II)$$

где  $v_c$  - синхронная скорость электромагнитного поля индуктора;

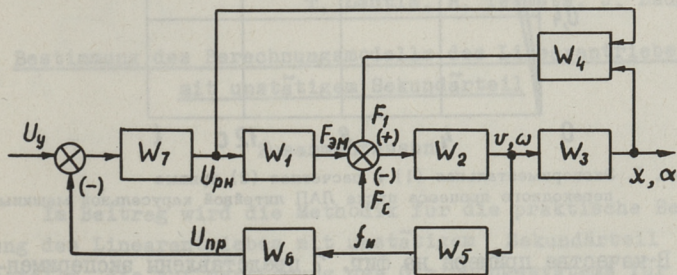
$v_{кр}$  - критическая скорость вторичной системы ЛАП;

$F_c$  - сила сопротивления движению;

$k_1, k_2$  - коэффициенты пропорциональности.

Для решения системы уравнений (II) в первом приближении целесообразно применять численный метод Эйлера. Получим представленный на фиг. 5 алгоритм.

Двухцелевое назначение ЛАП значительно усложняет выбор его параметров [5]. Стабилизация скорости движения литейных форм возможна только с помощью замкнутой системы управления ЛАП (фиг. 6). Кроме приведенных на фиг. 4 эле-



Фиг. 6. Структурная схема замкнутой системы стабилизации скорости ЛАП литейной карусельной машины с учетом дискретности его вторичной системы.

ментов в систему входят цифровой датчик скорости ( $W_5$ ), цифро-аналоговый преобразователь ( $W_6$ ) и тиристорный регулятор на-

пряжения ( $W_7$ ). Элементы  $W_5 \dots W_7$  можно характеризовать следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} f_{и} &= k_{дс} v; \\ U_{пр} &= k_{пр} f_{и}; \\ U_{рн} &= (U_y - U_{пр}) k_{рн}. \end{aligned} \right\} \quad (I2)$$

где  $k_{дс}$ ,  $k_{пр}$ ,  $k_{рн}$  — коэффициенты передачи соответственно датчика скорости, преобразователя сигнала и регулятора напряжения;

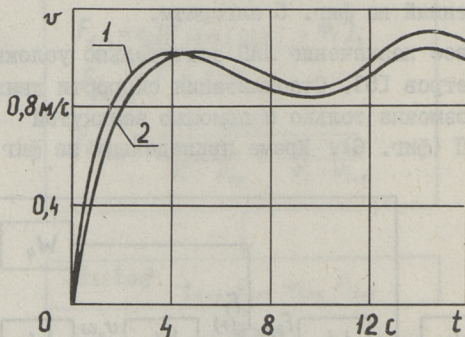
$f_{и}$  — частота выходных импульсов датчика скорости;

$U_y$  — напряжение управления регулятора напряжения;

$U_{пр}$  — выходное напряжение преобразователя сигнала;

$U_{рн}$  — выходное напряжение регулятора напряжения.

Совместное решение систем уравнений (II) и (I2) позволяет аналитически исследовать свойства замкнутой системы управления ЛАП литейной карусельной машины. Добавляя расчетной части алгоритма (фиг. 5) уравнения (I2), получим алгоритм расчета замкнутой системы методом Эйлера.



Фиг. 7. Экспериментальная (1) и расчетная (2) кривые переходного процесса пуска ЛАП литейной карусельной машины.

В качестве примера на фиг. 7 представлены экспериментальная и расчетная кривые переходного процесса скорости ЛАП при пуске ЛКМ. Можно наблюдать достаточное совпадение расчетных и экспериментальных кривых  $v = f(t)$ . Приведенная методика позволяет оценить влияние дискретности вторичной системы на пульсацию скорости. Ввиду большой ускоряемой массы и больших механических постоянных времени в данном

случае можно пренебречь дискретностью элементов обратной связи (датчика скорости и тиристорного регулятора напряжения).

## Л и т е р а т у р а

1. Электропривод с линейными электродвигателями. Труды Всесоюзной конференции по электроприводам с линейными электродвигателями. Ч. I...3. Киев, 1976.

2. Соколов М.М., Сорокин Л.К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. - М., Энергия, 1974. 136 с.

3. Ижеля Г.И., Ребров С.А. Шаповаленко А.Г. Линейные асинхронные двигатели, Киев, Техника, 1975. 136 с.

4. Budig P.-K. Drehstromlinearmotoren. VEB Verlag Berlin, Technik, 1978, 144 S.

5. Лаугис Ю.Я., Тийсмус Х.А., Тээметс Р.А. Некоторые энергетические показатели линейных асинхронных двигателей. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1978, № 456, с. 87-97.

T. Lehtla, R. Teemets, J. Laugis

### Bestimmung des Berechnungsmodells des Linearantriebes mit unstätigem Sekundärteil

#### Zusammenfassung

Im Beitrag wird die Methodik für die praktische Berechnung des Linearantriebes mit unstätigem Sekundärteil vorgestellt, die auf der Lösung des Gleichungssystems für einzelne Elemente des Antriebes mit der numerischen Eulermethode beruht. Die Berechnungsergebnisse, die mit den experimentellen gut übereinstimmen, ermöglichen den Einfluss der Unstetigkeit des Sekundärteiles bei Projektierung des Steuerungssystems theoretisch zu untersuchen.

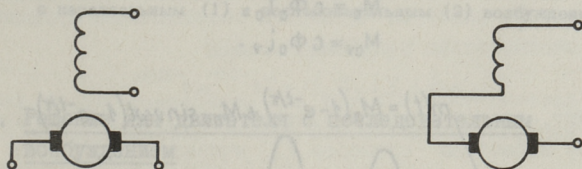


Д-р техн. наук П.-К. Будиг  
Карл-Маркс-Штадтское высшее  
техническое училище, секция  
автоматики

ВРЕМЕННЫЕ ЗАВИСИМОСТИ СРЕДНЕГО ВРАЩАЮЩЕГО МОМЕНТА  
ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ ПИТАНИИ ИХ  
ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНО ИЗМЕНЯЮЩИМСЯ ПУЛЬСИРУЮЩИМ ТОКОМ

I. Введение

В данной работе исследуются временные зависимости вращающего момента двигателей постоянного тока с параллельным или последовательным возбуждением при питании их пульсирующим током.



$$\Phi = \Phi_0$$

$$i = \left( i_0 + \sum_{\nu} i_{\nu} \sin \nu \omega t \right) (1 - e^{-t/\tau})$$

$$\Phi(t) = k i(t)$$

$$\Phi = \left[ \Phi_0 + \sum_{\mu} \Phi_{\mu} \sin(\mu \omega t + \varphi) \right] (1 - e^{-t/\tau})$$

$$i = \left( i_0 + \sum_{\nu} i_{\nu} \sin \nu \omega t \right) (1 - e^{-t/\tau})$$

Фиг. 1. Схема и уравнения потока и тока для двигателя постоянного тока с параллельным и последовательным возбуждением.

На основе схемы (фиг. I) при экспоненциальном характере изменения тока .получаются приведенные там уравнения для токов и магнитных потоков. Такие экспоненциальные из-

менения токов возникают как переходные процессы при скачкообразном изменении напряжений.

Магнитный поток двигателя с независимым параллельным возбуждением является постоянным, в то же время в двигателе последовательного возбуждения на линейном участке кривой намагничивания  $\Phi = ki$ . Используя истинную зависимость

$$m(t) = c \Phi(t) i(t),$$

исследуются и сравниваются временные зависимости вращающего момента для обоих видов двигателей.

Настоящая работа возникла на основе рассмотрения временной зависимости различных изменений вращающих моментов тяговых двигателей.

## 2. Решение для двигателя параллельного возбуждения

Из уравнений на фиг. 1 для вращающего момента следует

$$m(t) = c \Phi_0 (i_0 + \sum_{\nu} i_{\nu} \sin \nu \omega t) (1 - e^{-t/\tau}).$$

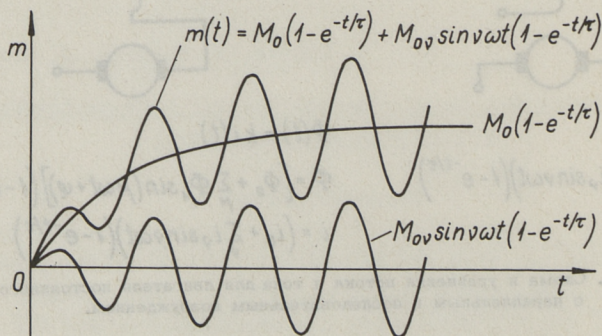
После преобразований получим

$$m(t) = M_0 (1 - e^{-t/\tau}) + M_{0\nu} \sin \nu \omega t (1 - e^{-t/\tau}),$$

причем

$$M_0 = c \Phi_0 I_0,$$

$$M_{0\nu} = c \Phi_0 i_{\nu}.$$



Фиг. 2. Кривая изменения вращающего момента двигателя с параллельным возбуждением.

На фиг. 2 представлена временная зависимость вращающего момента для одной высшей гармонике тока.



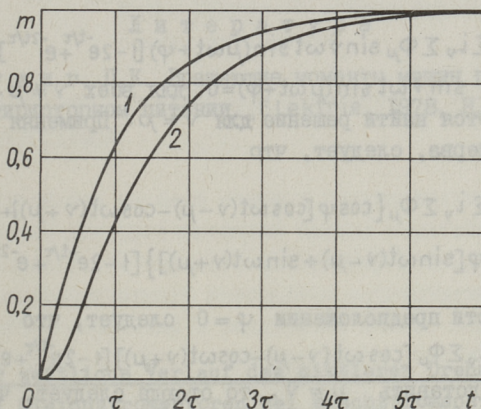
Среднее значение вращающего момента

$$\bar{m} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} m(t) dt,$$

откуда для двигателя параллельного возбуждения следует

$$\bar{m} = M_0(1 - e^{-t/\tau})..$$

Соответствующая зависимость показана на фиг. 3 (кривая I).



Фиг. 3. Временная зависимость вращающих моментов двигателя с параллельным (1) и последовательным (2) возбуждением.

### 3. Решение для двигателя с последовательным возбуждением

Произведение выражений для получения момента дает

$$m(t) = c \left[ \left\{ \Phi_0 + \sum_{\mu} \Phi_{\mu} \sin(\mu \omega t + \varphi) \right\} (1 - e^{-t/\tau}) \right] \left[ \left\{ i_0 + \sum_{\nu} i_{\nu} \sin \nu \omega t \right\} (1 - e^{-t/\tau}) \right].$$

После промежуточных преобразований эту формулу можно преобразовать к следующему виду:

$$m(t) = c \left\{ \Phi_0 i_0 (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) + \Phi_0 \sum_{\nu} i_{\nu} \sin \nu \omega t (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) + \right. \\ \left. + i_0 \sum_{\mu} \Phi_{\mu} \sin(\mu \omega t + \varphi) (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) + \right. \\ \left. + \sum_{\nu} i_{\nu} \sum_{\mu} \Phi_{\mu} \sin \nu \omega t \sin(\mu \omega t + \varphi) (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) \right\}.$$

Интегрированием могут быть легко выведены следующие выражения для среднего вращающего момента первых трех слагаемых:

$$\bar{m}_1 = M_0(1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau});$$

$$\bar{m}_2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} c \Phi_\nu \sum i_\nu \sin \nu \omega t (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) dt = 0;$$

$$\bar{m}_3 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} c I_0 \sum \Phi_\mu \sin(\mu \omega t + \varphi) (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}) dt = 0.$$

Для четвертой составляющей после некоторых преобразований получим

$$m(t) = c \sum i_\nu \sum \Phi_\mu \sin \nu \omega t \sin(\mu \omega t + \varphi) [1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}].$$

Известно, что  $\sin \nu \omega t \sin(\mu \omega t + \varphi) = 0$  для всех  $\nu \neq \mu$ . Таким образом, остается найти решение для  $\nu = \mu$ . Применяя теорему сложения сперва, следует, что

$$m_4(t) = \frac{1}{2} c \sum i_\nu \sum \Phi_\mu \{ \cos \varphi [\cos \omega t (\nu - \mu) - \cos \omega t (\nu + \mu)] + \sin \varphi [\sin \omega t (\nu - \mu) + \sin \omega t (\nu + \mu)] \} [1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}].$$

При допустимости предположении  $\varphi = 0$  следует, что

$$m_4(t) = \frac{1}{2} c \sum i_\nu \sum \Phi_\mu [\cos \omega t (\nu - \mu) - \cos \omega t (\nu + \mu)] [1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}].$$

Если теперь подставить  $\mu = \nu$ , то отсюда следует, что

$$m_4(t) = \frac{1}{2} c \sum i_\nu \sum \Phi_\nu (1 - \cos 2\nu \omega t) (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau})$$

и для среднего значения четвертой составляющей вращающего момента окончательно получим:

$$\bar{m}_4 = \frac{1}{2} c \sum i_\nu \Phi_\nu (1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}).$$

Это значит, что для равночастотных гармоник тока и потока возникает известным способом [I] момент, стремящийся к постоянному конечному значению и прибавляющийся к моменту  $m_1$ .

Таким образом получаем

$$\bar{m} = [M_0 + \frac{1}{2} c \sum i_\nu \Phi_\nu] [1 - 2e^{-t/\tau} + e^{-2t/\tau}].$$

Составляющие  $m_2(t)$  и  $m_3(t)$  являются временно изменяющимися, амплитуда их изменяется в зависимости от времени и среднее значение равно нулю.

Если для нормирования принята  $t = \infty$ , то

$$m = M_0 + \frac{1}{2} c \sum i_\nu \Phi_\nu = 1.$$

Отсюда следует представленное на фиг. 3 временное изменение момента для двигателя с параллельным (кривая I) и последовательным (кривая 2) возбуждением.

#### 4. Заключение

Как видно, в зависимости от времени увеличение среднего момента двигателя с последовательным возбуждением происходит медленнее, чем для двигателя с параллельным возбуждением. Это соответствует также наблюдениям, которые производились при режимах движения тяговых двигателей.

#### Л и т е р а т у р а

Б у д и г П.К. Вращающие моменты машин постоянного тока при тиристорном питании. „Elektrie“, 1978, Н.12. s. 650-652.

P.-K. Budig

#### Der zeitliche Verlauf des mittleren Drehmomentes bei Gleichstrommotoren bei Mischstromspeisung mit exponatiellem Stromverlauf

#### Zusammenfassung

Bei Spannungssprüngen des Gleichstromreihenschluss- und -nebenschlussmotor treten die Übergangsvorgänge mit exponatiellem Stromverlauf auf.

Die Darstellung des Drehmomentes wie Zeitfunktion gibt die Möglichkeit die Beziehungen für den Verlauf des mittleren Drehmomentes des Gleichstrommotors zu erhalten.

Es ist zu erkennen, dass beim Reihenschlussmotor der zeitliche Anstieg des mittleren Drehmomentes langsamer erfolgt als beim Nebenschlussmotor.



УДК 621.3.076.7:621.314.58

Д-р техн. наук., доцент М. Кронберг, Карл-  
Маркс-Штадтское высшее техническое училище,  
секция автоматике

### СТАНДАРТНОЕ УПРАВЛЯЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С ИНТЕГРАЛЬНОЙ МИКРОСХЕМОЙ

Устройства на базе силовых полупроводниковых приборов применяются для регулирования потока электроэнергии и для преобразования ее параметров. Принцип действия силовой части рассматриваемого устройства основывается на периодическом включении и выключении одного или нескольких коммутаторов, которые находятся между источником питания и нагрузкой. Согласно с передаваемой информацией управляется время включения коммутаторов и тем самым передаваемая мощность.

Таким образом, устройство состоит из силовой части, содержащей коммутаторное поле, и из управляющей части, которая определяет момент включения и выключения коммутаторов. В управляющей части выполняются все процессы, которые необходимы для преобразования подаваемой информации о регулировании и преобразовании энергии, включая команды на отпирание силовых электронных коммутаторов (тиристоры, симисторы, транзисторы). Кроме того, управляющая часть часто выполняет защитную функцию при перегрузках или в аварийных ситуациях.

На фиг. 1 показаны размеженность и расположение управляющего устройства в общей цепи регулирования потока энергии. Структура управляющих устройств и реализованные в них функции зависят от принципа действия схемы вентиляного преобразователя. Для управляющих устройств, ведомых сетью вентиляных преобразователей всегда верна блок-схема, приведенная на фиг. 2.

На отдельные функциональные группы возлагаются следующие задачи:

1. Согласование напряжения, фильтрация. Формирование из напряжения питания вентильного преобразователя гальванически развязанного, неискаженного напряжения синхронизации с согласованной амплитудой и фазой.

2. Синхронизация. Формирование из напряжения синхронизации серии импульсов для синхронизации остальных функциональных групп.

3. Задержка импульсов синхронизации на угол отпирания согласно с сигналом управления.

4. Формирование импульсов отпирания (временная характеристика).

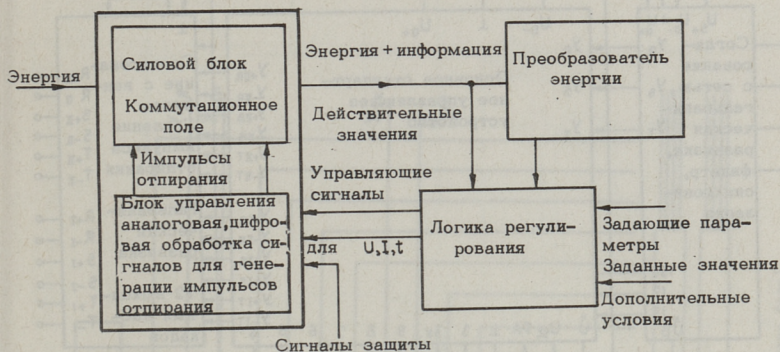
5. Распределение задержанных импульсов по каналам к вентилям, подлежащим отпиранию.

6. Усиление импульсов отпирания по мощности до требуемого уровня (выходная ступень).

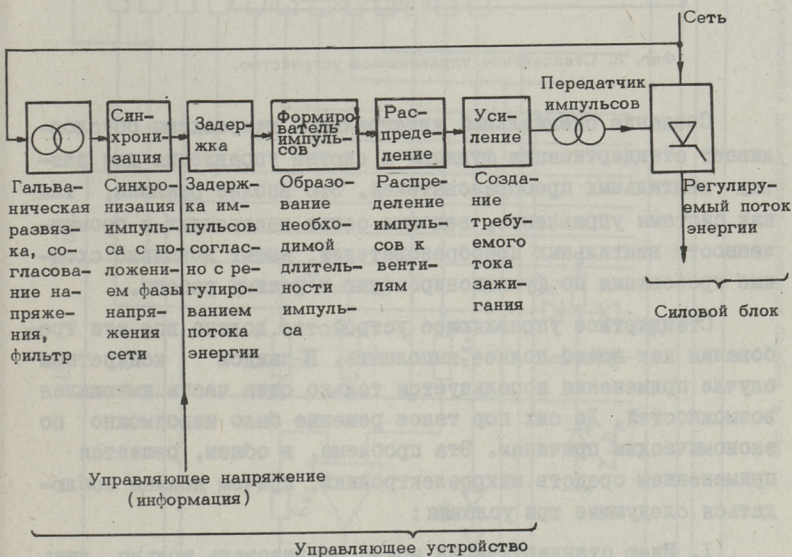
7. Передача импульса отпирания к вентилю, гальваническая развязка, экранирование от емкостной обратной связи, согласование значений тока и напряжения импульса с вентилем.

В современных вентильных преобразовательных установках эти функции реализуются с помощью интегральных микросхем. Благодаря этому повышаются эксплуатационные параметры и достигаются следующие преимущества:

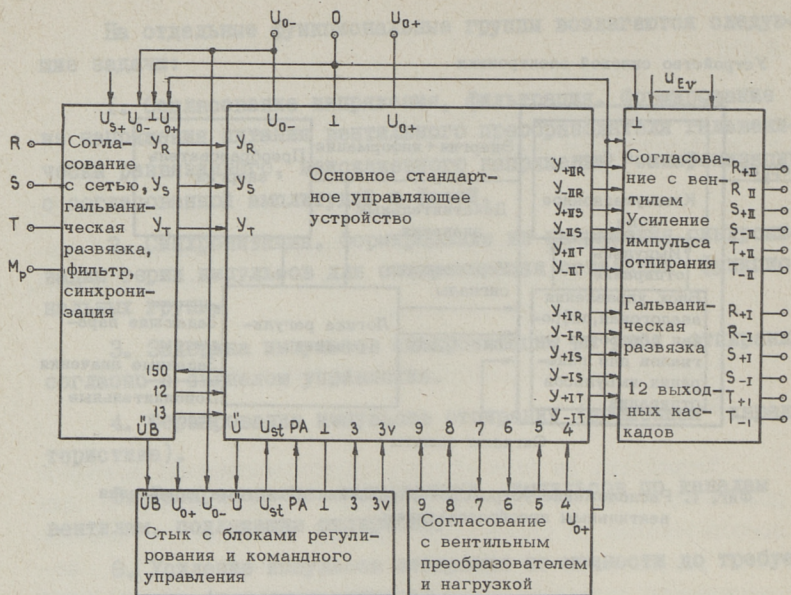
- повышение надежности;
- уменьшение занимаемой площади;
- уменьшение ручного труда, сокращение затрат на наладку и контроль, сокращение затрат на монтаж и изготовление, сокращение затрат на ввод в эксплуатацию;
- обеспечение эксплуатационной надежности при сильно искаженной форме напряжения сети;
- повышение точности угла отпирания как условие для улучшения динамических свойств вентильного преобразователя.



Фиг. 1. Расположение устройства управления в системе управления вентильным преобразователем.



Фиг. 2. Функциональные блоки устройства управления вентильного преобразователя, ведомого сетью.



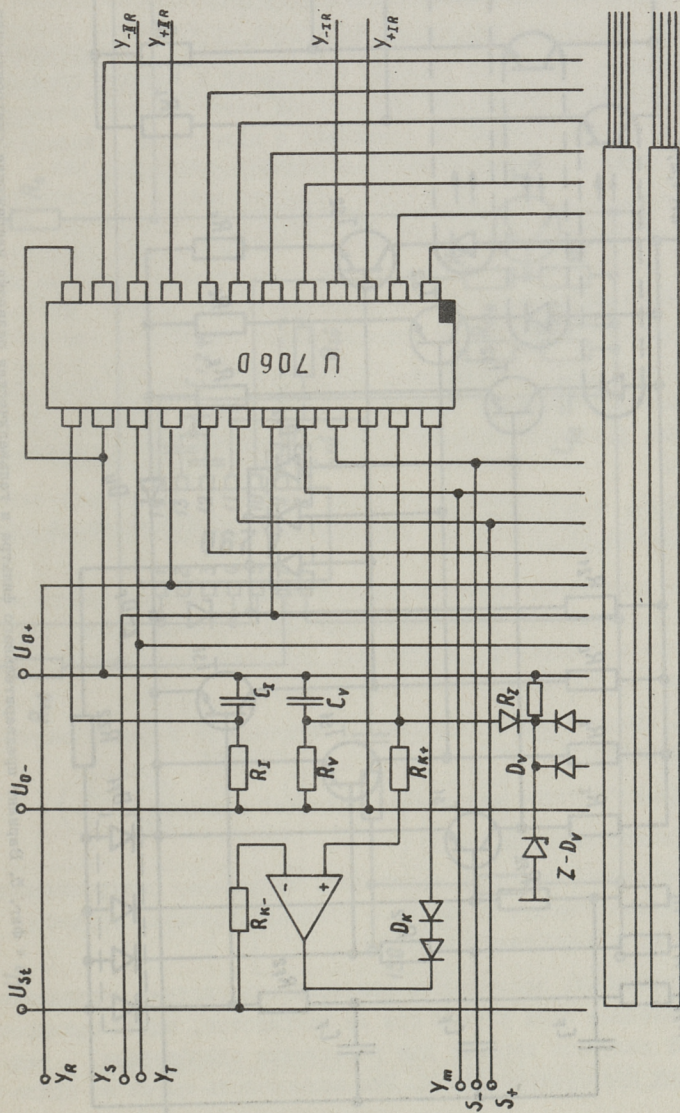
Фиг. 3. Стандартное управляющее устройство.

Создание специальной интегральной микросхемы обуславливает стандартизацию функций и систем управления для разных вентиляльных преобразователей. Это вполне реально, так как системы управления, ведомые сетью внедренных в промышленности вентиляльных преобразователей, имеют довольно сходные требования по функционированию и режиму работы.

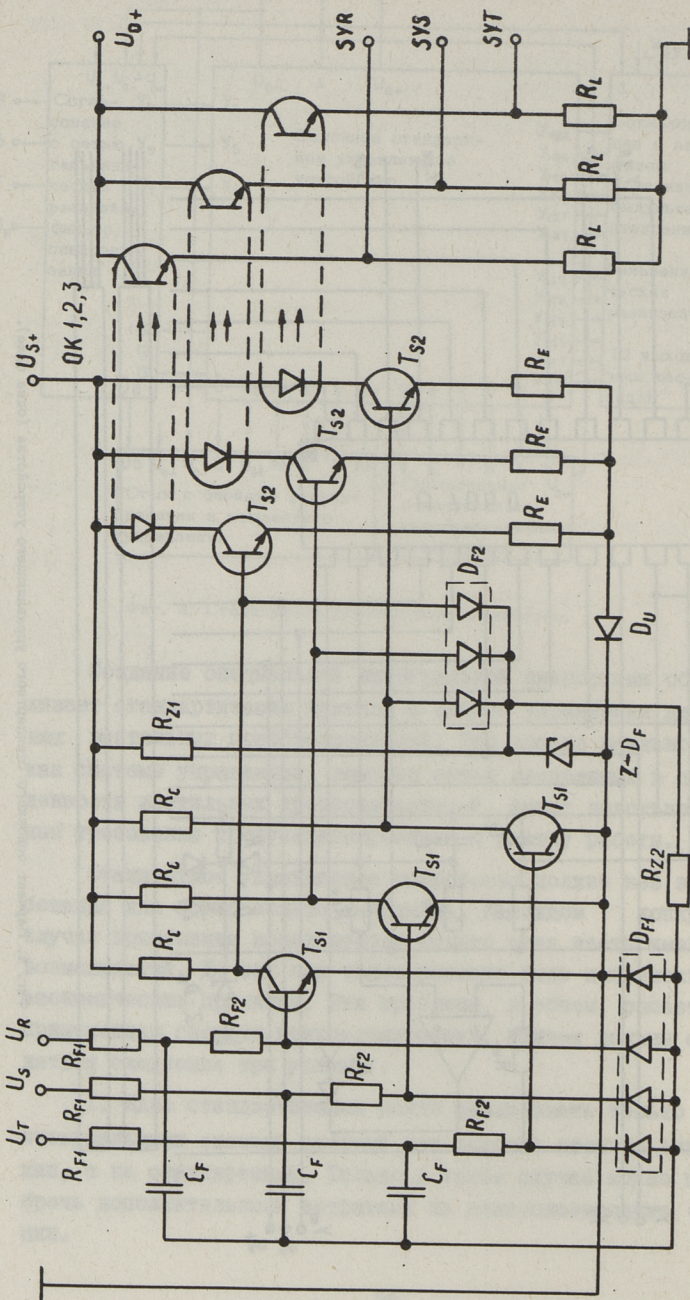
Стандартное управляющее устройство должно все эти требования как можно полнее выполнять. В каждом конкретном случае применения используется только одна часть имеющихся возможностей. До сих пор такое решение было невозможно по экономическим причинам. Эта проблема, в общем, решается применением средств микроэлектроники, причем должны соблюдаться следующие три условия:

I. Идеи стандартизации можно реализовать только лишь интегральными схемами средней или высокой степени интеграции, а не стандартными. Только в таком случае можно пренебречь дополнительными затратами на неиспользованные функции.

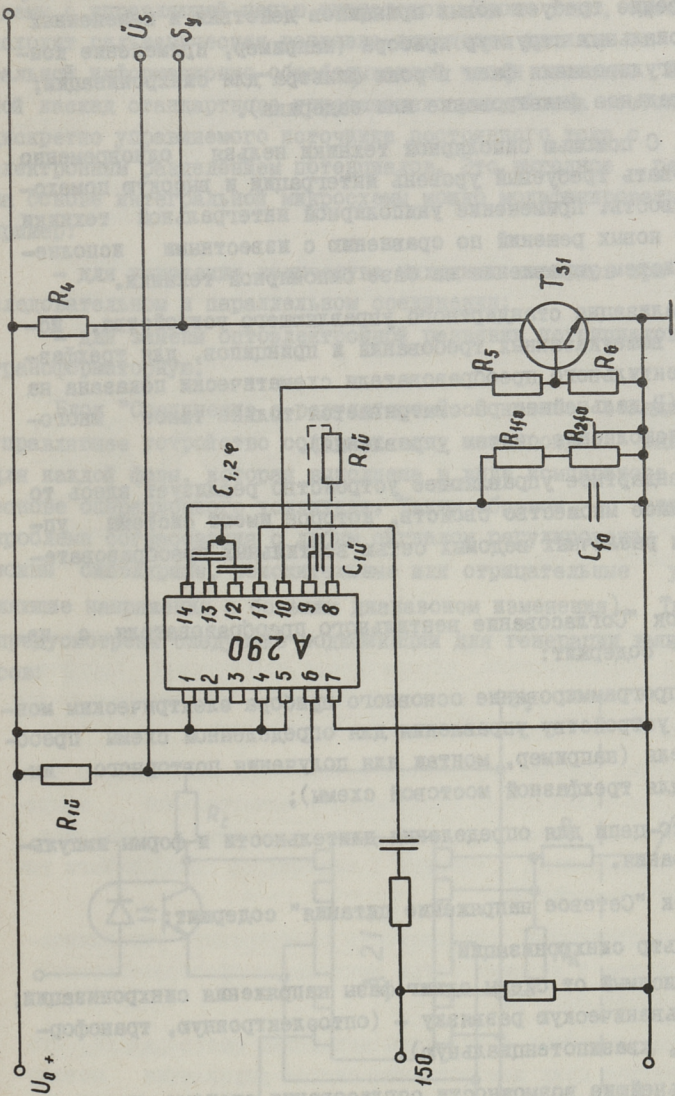




Фиг. 4. Вариант основного стандартного управляющего устройства (одна фаза).



Фиг. 5. Вариант предварительного фильтра и гальваническая развязка напряжения синхронизации в стандартном управляющем устройстве.



Фиг. 6. Схема регулирования фазы в роли фильтра в стандартном управляющем устройстве.

2. Повышение точности и уменьшение затрат на наладку и внедрение требует новых принципов действия и измененных функциональных структур прибора (например, применение контура регулирования фазы в роли фильтра для синхронизации; одноканальное фильтрование или задержка).

3. С помощью биполярной техники нельзя одновременно реализовать требуемый уровень интеграции и высокую помехоустойчивость. Применение униполярной интегральной техники требует новых решений по сравнению с известными исполнениями систем управления на базе биполярной техники.

Реализация стандартного управляющего устройства, исходя из вышеуказанных требований и принципов, для трехфазного вентильного преобразователя схематически показана на фиг. 3 (В дальнейшем рассматривается только такое многофазное исполнение систем управления).

Стандартное управляющее устройство реализует здесь то необходимое множество свойств, которое имеют системы управления различных ведомых сетей вентильных преобразователей.

Блок "Согласование вентильного преобразователя с нагрузкой" содержит:

- программирование основного прибора электрическим монтажом к устройству управления для определенной схемы преобразователя (например, монтаж для получения повторного импульса для трехфазной мостовой схемы);
- RC-цепи для определения длительности и формы импульса отпирания.

Блок "Сетевое напряжение питания" содержит:

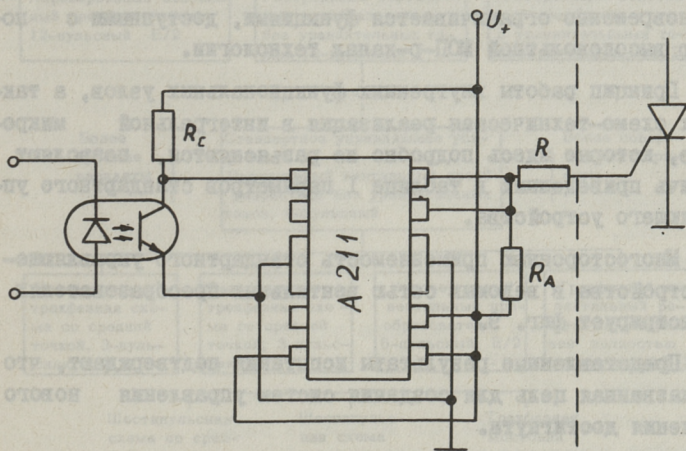
- фильтр синхронизации;
- зависимый от схемы сдвиг фазы напряжения синхронизации;
- гальваническую развязку - (оптоэлектронную, трансформаторную, квазипотенциальную).

Дальнейшие возможности согласования системы управления с напряжением сети учтены при ее разработке, одним примером которой является вариант для управления однофазными вентильными преобразователями. Эта возможность здесь не приведена.

Блок "Согласование с вентиляем" согласует выход микросхемы с управляющей цепью тиристоров. Кроме того, здесь происходит гальваническая развязка выходного каскада от центральной информационно-обрабатывающей части системы. Выходной каскад стандартного управляющего устройства состоит из дискретно управляемого источника постоянного тока с оптоэлектронным разделением потенциалов. Это выгодное решение на основе интегральной микросхемы можно модифицировать, например:

- для умножения количества выходных каскадов при последовательном и параллельном соединении;
- для замены оптоэлектронной развязки потенциалов на трансформаторную.

Блок "Соединение с регулятором". Основное стандартное управляющее устройство содержит одну аналоговую задержку для каждой фазы, которая выполнена в виде компаратора на основе операционного усилителя. Таким образом, отпадает проблема согласования с любым сигналом регулирования (возможны биполярные, положительные или отрицательные управляющие напряжения с большим диапазоном изменения). Также предусмотрены следующие модификации для генерации импульсов:



Фиг. 7. Интегральный выходной каскад для отпирания тиристоров регулированием тока для стандартного управляющего устройства.

- запуск импульсов отпирания с помощью синхронных логических сигналов, поступающих от цифровых узлов задержки, от микро-ЭВМ или микропроцессоров;

- запуск импульсов отпирания с помощью асинхронных, не обязательно периодических логических сигналов, поступающих от двух позиционных регуляторов или от простых устройств управления (например, переключатели напряжения одно- или трехфазного тока на базе тиристоров или симисторов).

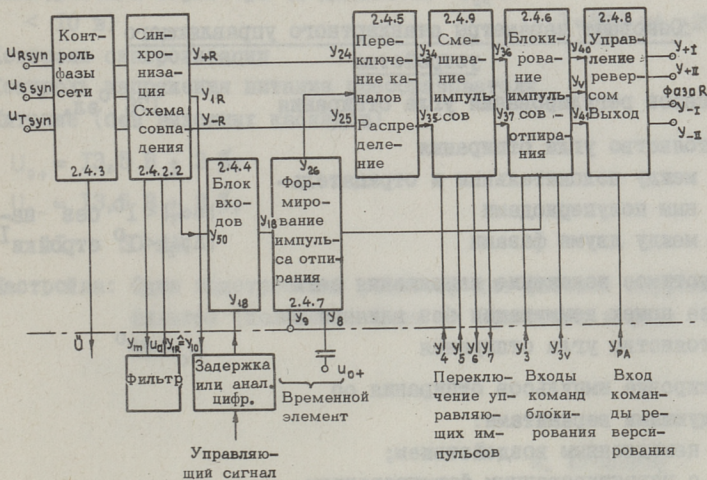
На фиг. 4...7 изображена полная схема стандартного управляющего устройства, предназначенного для управления высококачественным реверсивным тиристорным преобразователем с двумя трехфазными мостами и с контуром без уравнительных токов. Основным элементом стандартного управляющего устройства является интегральная микросхема U706Д со средней степенью интеграции. Фиг. 8 поясняет ее функциональное содержание. Микросхема выполняет все специфические для преобразователей функции управления, кроме сравнения управляющего напряжения с пилообразным напряжением развертки.

Выбранное решение по созданию интегральной микросхемы является компромиссным, обеспечивает технической прогресс и одновременно ограничивается функциями, доступными с помощью высоковольтной МОП-р-канал технологии.

Принцип работы внутренних функциональных узлов, а также их схемотехническая реализация в интегральной микросхеме, которые здесь подробно не разъясняются, позволяют достичь приведенных в таблице I параметров стандартного управляющего устройства.

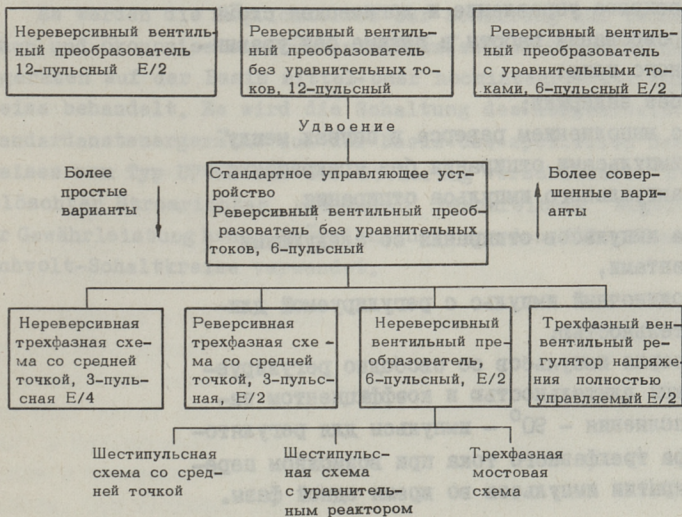
Многостороннюю применяемость стандартного управляющего устройства в ведомых сетях вентиляльных преобразователях демонстрирует фиг. 9.

Представленные результаты испытания подтверждают, что вышеназванная цель для создания систем управления нового поколения достигнута.



Фиг. 8. Цифровые функциональные блоки трехфазного устройства управления (функциональная концепция), изложение ограничивается фазой R.

Четырехугольниками обозначены функциональные блоки с указанием пункта их описаний.



Фиг. 9. Стандартное управляющее устройство как основная форма устройств управления для трехфазных ведомых сетью вентиляльных преобразователей:

- E/2  $\hat{=}$  количество выходных ступеней (уменьшено в два раза).
- E/4  $\hat{=}$  количество выходных ступеней (уменьшено в 4 раза).

Основные параметры стандартного управляющего  
устройства

Диапазон регулирования угла отпирания	176 °эл.
Постоянство угла отпирания	
- между положительным и отрицательным полупериодами	$ \Delta\alpha_1  < 1^\circ$ без на-
- между двумя фазами	$ \Delta\alpha_2  < 1^\circ$ стройки <sup>I</sup>
Допустимое искажение напряжения сети из-за помех коммутации без влияния на постоянство угла отпирания	$\mu_0 \leq 50^\circ$
Блокировка импульсов отпирания со следующими вариантами:	
- немедленным воздействием;	
- с гарантированным формированием полных импульсов отпирания	
- в каждом случае сохранение угла отпирания, также при асинхронном снятии блокировки.	
Реверсивное управление и логическая схема реверсирования работы в режиме без уравнительного тока:	
- без задержки;	
- с выполнением реверса в паузах между импульсами отпирания без прекращения актуального импульса отпирания	
Форма импульсов отпирания со следующими вариантами,	
- одиночный импульс с регулируемой длительностью;	
- серия импульсов со свободно регулируемой длительностью и коэффициентом заполнения - $90^\circ$ - импульсы для регулятора трехфазного тока при возможном перекрытии импульсов во время одной фазы.	

<sup>I</sup> При элементах с узкорегламентированными параметрами, включая операционные усилители.



Ток управления независимо от входной ха-  
рактеристики тиристора (в диапазоне  $U_{ГК} <$   
 $< I_0$  в)

$J = 500 \text{ мА} \pm 20 \%$

Контроль синхронизации

Контроль напряжения питания преобразователя.

Питание (без выходных каскадов)

$$U_{0+} = 13,5 \text{ В} \pm 2 \%;$$

$$U_{0-} = 13,5 \text{ В} \pm 2 \%;$$

$$I \approx 50 \text{ мА.}$$

Настройка: Один подстроечный резистор для фазовой коррекции  
фильтра (положение фазы по отношению к фазе се-  
ти).

М. Kronberg

### Standardansteuergerät mit integriertem Ansteuerschaltkreis

#### Zusammenfassung

Es werden die Möglichkeiten zur Schaffung aus techni-  
schen und ökonomischen Gründen zweckmäßigen Standardansteu-  
ergeräten auf der Basis mittel- oder hochintegrierter Schalt-  
kreise behandelt. Es wird die Schaltung des ausgearbeiteten  
Standardansteuergerätes auf der Basis des speziellen Schalt-  
kreises vom Typ U706D für die Steuerung verschiedener netz-  
gelöschter Stromrichter und deren Beschreibung angeführt.  
Zur Gewährleistung hoher Störsicherheit werden MOS-p-Kanal-  
hochvolt-Schaltkreise verwendet.



Канд. техн. наук Х. Тиммель  
Карл-Маркс-Штадтское высшее  
техническое училище, секция  
автоматики

УМЕНЬШЕНИЕ ПОПЕРЕЧНОГО КРАЕВОГО ЭФФЕКТА  
В ЛИНЕЙНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ БЕГУЩЕГО ПОЛЯ  
С ПРОРЕЗАННЫМ БЕГУНОМ

I. Постановка задачи

Рабочие характеристики линейных двигателей с коротким статором во многом отличаются от аналогичных характеристик вращающейся электрической машины [1, 2].

Из-за конечной длины статоров бегущее магнитное поле подвергается постоянным изменениям в краях машины, так как во входной области пластины скачкообразному возникновению поля препятствуют возникающие вихревые токи. Также в выходной области образование вихревых токов замедляет уменьшение поля.

Восстановление поля простирается в общем на несколько полюсных делений. Только в машинах со многими полюсными делениями оно достигает конечной величины.

Влияние этого явления, известного под названием продольного краевого эффекта, заметно в виде значительного уменьшения силы тяги и ухудшения коэффициента мощности при малых скольжениях. Кроме замедления восстановления и исчезновения поля, свободное образование вихревых токов в пластинах бегуна приводит к изменениям в режиме работы. Эти явления, известные как поперечный краевой эффект, выражаются в виде уменьшения магнитной связи между статором и бегуном, что также приводит к уменьшению силы тяги и ухудшению коэффициента мощности.

Основными причинами уменьшения мощности линейного двигателя с коротким статором по сравнению с ротационным двигателем являются конечная длина и ширина. Так как эти эффекты обусловлены явлениями индукции, то уничтожить их полностью невозможно. Однако путем подходящего выбора размеров возможно подавление вредных влияний. Продольный краевой эффект сводится на минимум выбором ступенчатой обмотки или при помощи так называемой компенсированной обмотки.

Для уменьшения влияния поперечного краевого эффекта на понижение мощности принята идея прорезов в области индуктора в пластине бегуна для "управления" вихревыми токами. В частном случае можно это осуществить путем создания линейного решетчатого бегуна со стальными прокладками в прорезах. В этом случае следует считаться с эквивалентным воздушным зазором и эквивалентной проводимостью материала бегуна.

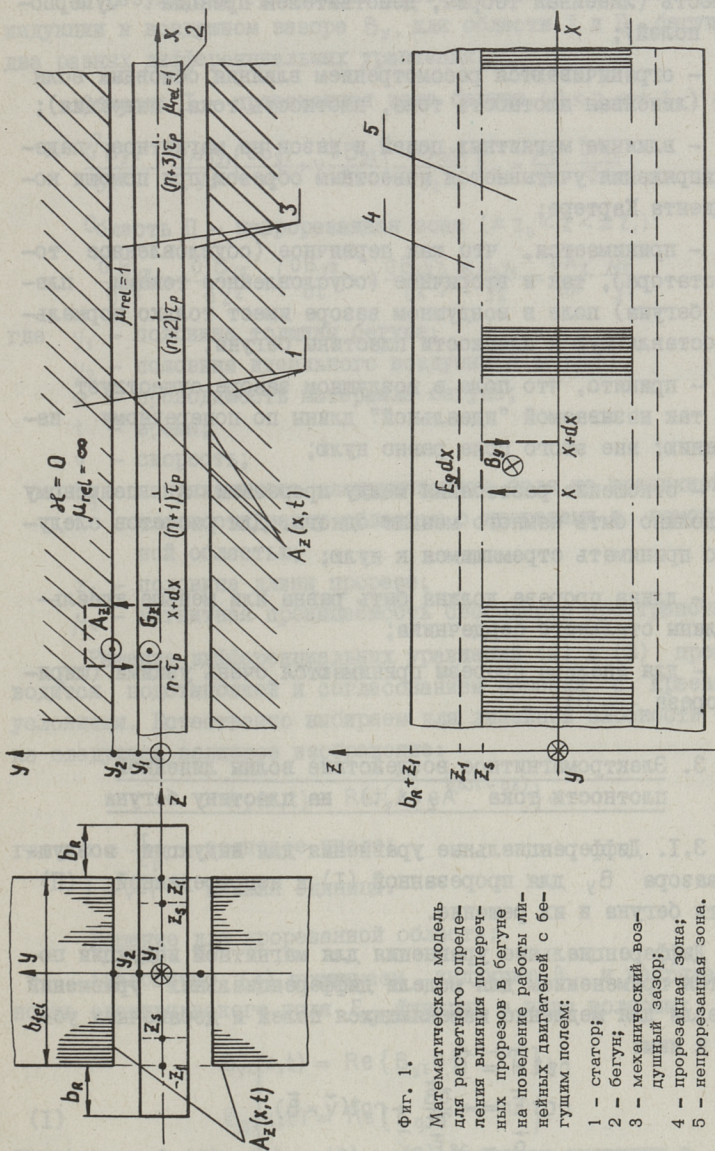
Прорезы заставляют токи проходить по путям, протекающим желательным образом только поперек направления бегущего поля. С одной стороны, вынуждается лучшее сцепление магнитных полей между статором и бегуном. Направленные токи бегуна помогают создавать силу в требуемом направлении. С другой стороны, при помощи прорезов и "вынужденных" путей вихревых токов увеличивается действующее сопротивление бегуна. Теоретическое исследование должно внести ясность в количественное влияние поперечных прорезов на поведение при работе.

## 2. Создание модели для аналитического рассмотрения рабочего режима. Упрощения и пренебрежения

Фактическое устройство необходимо доводить до сильно упрощенной расчетной модели, чтобы получить удобное замкнутое решение (фиг. I). Приводим перечень принятых упрощений и пренебрежений:

- устройство рассматривается без учета продольного краевого эффекта. Таким образом, исследуются соотношения только в средней области очень длинного устройства;

- устройство рассматривается в соответствии с имеющейся геометрией в координатах Картера  $x, y, z$  которые связаны с индуктором;



Фиг. 1.

Математическая модель для расчета влияния влияния поперечных прорезов в бегуне на поведение работы линейных двигателей с бегущим полем:

- 1 - статор;
- 2 - бегун;
- 3 - механический воздушный зазор;
- 4 - прорезанная зона;
- 5 - непрорезанная зона.

- пакеты листовой стали статора не имеют электрической проводимости и имеют бесконечно большую магнитную проводимость (линейная теория, действителен принцип суперпозиции полей);

- ограничиваются рассмотрением влияния основных волн полей (линейная плотность тока, плотность тока, индукция);

- влияние магнитных цепей и пазов на магнитное падение напряжения учитывается известным образом при помощи коэффициента Картера;

- принимается, что как первичное (обусловленное токами статора), так и вторичное (обусловленное токами пластины бегуна) поле в воздушном зазоре имеет только нормальную составляющую к плоскости пластины бегуна;

- принято, что поле в воздушном зазоре существует вдоль так называемой "идеальной" длины по поперечному направлению; вне этого поле равно нулю;

- отношение расстояния между прорезами к полюсному шагу должно быть намного меньше одного. Для расчетов следует его принимать стремящимся к нулю;

- длина прореза должна быть равна или меньше идеальной длины стального сердечника;

- для анализа прорезы принимаются очень узкими (ширина прореза  $\rightarrow 0$ ).

### 3. Электромагнитное воздействие волны линейной плотности тока $A_z(x, t)$ на пластину бегуна

3.1. Дифференциальные уравнения для индукции воздушного зазора  $B_y$  для прорезанной (I) и непрорезанной (II) области бегуна и их решение.

Дифференциальные уравнения для магнитной индукции получаются применением для модели дифференциальных уравнений Максвелла для медленно изменяющихся полей и добавочных условий к ним:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{G} \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \operatorname{rot}(\vec{v} \times \vec{B}) \\ \vec{G} &= \kappa \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} \end{aligned} \right\} \quad (I)$$

В результате громоздких преобразований получаем для индукции в воздушном зазоре  $B_y$ , для области I и II бегуна, два разных дифференциальных уравнения.

Область I — прорезанная зона бегуна ( $0 < z < \pm z_s$ ):

$$\frac{\partial^2 B_{yI}}{\partial x^2} - \frac{\varkappa \mu_0 y_1}{y_2} \left( \frac{\partial B_{yI}}{\partial t} + v \frac{\partial B_{yI}}{\partial x} \right) - \frac{\varkappa \mu_0 y_1}{y_2 z_s} E_g = \frac{\mu_0}{y_2} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x}. \quad (2)$$

Область II — непрорезанная зона ( $\pm z_s < z < \pm z_1$ ):

$$\frac{\partial^2 B_{yII}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B_{yII}}{\partial z^2} - \left( \frac{\partial B_{yII}}{\partial t} + v \frac{\partial B_{yII}}{\partial x} \right) \frac{\varkappa \mu_0 y_1}{y_2} = \frac{\partial A_z}{\partial x} \frac{\mu_0}{y_2}, \quad (3)$$

где  $y_1$  — половина толщины бегуна;

$y_2$  — половина идеального воздушного зазора;

$\varkappa$  — проводимость материала бегуна;

$t$  — время;

$v$  — скорость;

$E_g$  — напряженность электрического поля на граничной плоскости между областью с прорезами и однородной областью;

$z_s$  — половина длины прореза;

$\mu_0$  — магнитная проницаемость свободного пространства.

Решение дифференциальных уравнений (2) и (3) производится подстановкой и согласованием решения с краевыми условиями. Естественно выбираем для линейной плоскости тока следующее волновое изображение:

$$A_z(x, t) = \operatorname{Re} \{ \underline{A}_z e^{j(\omega t - \alpha x)} \}, \quad (4)$$

где  $\alpha = \frac{\pi}{\tau_p}$  — волновое число;

$j = \sqrt{-1}$  — мнимая единица.

Решение для прорезанной области:

Аналогично (4) принимаем индукцию  $B_{yI}$  и напряженность электрического поля  $E_g$  функций в виде волновых

$$B_{yI}(x, t) = \operatorname{Re} \{ \underline{B}_{yI} e^{j(\omega t - \alpha x)} \}; \quad (5)$$

$$E_g(x, t) = \operatorname{Re} \{ \underline{E}_g e^{j(\omega t - \alpha x)} \}. \quad (6)$$

Подстановкой (4), (5) и (6) в (2) получаем индукцию в прорезанной области

$$\underline{B}_{yI} = \frac{j\mu_0 A_z}{ay_2} \cdot \frac{1}{1+jks} - \frac{\varepsilon\mu_0 y_1}{y_2 z_s a^2} E_g \frac{1}{1+jks}, \quad (7)$$

где  $\kappa = \frac{\mu_0 \varepsilon \omega y_1}{a^2 y_2}$  — магнитное число Рейнольдса или добротность (сравни(7));

$s$  — скольжение.

Для плотности тока в прорезанной области получаем, применяя уравнение  $\text{rot} \vec{H} = \vec{G}$ , выражение

$$\underline{G}_{zI} = \frac{y_2}{\mu_0 y_1} \cdot \frac{\partial \underline{B}_{yI}}{\partial x} - \frac{1}{y_1} A_z \quad (8)$$

и, таким образом,

$$\underline{G}_{zI} = \frac{1}{y_1} A_z \left( \frac{-jks}{1+jks} \right) + j \frac{\varepsilon}{z_s a} E_g \frac{1}{1+jks} = \underline{G}_{z0} + j \frac{\varepsilon}{a z_s} E_g \frac{1}{1+jks}, \quad (9)$$

Решение для непрорезанной области:

По (2) выгодна следующая подстановка для индукции в однородной области

$$\underline{B}_{yII}(z) = \underline{B}_0 + \underline{B}_1 \cosh \underline{\beta}(z-z_s) + \underline{B}_2 \sinh \underline{\beta}(z-z_s). \quad (10)$$

Соответственно следует подстановки для составляющих плотности тока составить из двух  $z$ -зависимых членов

$$\underline{G}_{zII}(z) = \underline{G}_{z0} + \underline{G}_{z1} \cosh \underline{\beta}(z-z_s) + \underline{G}_{z2} \sinh \underline{\beta}(z-z_s); \quad (11)$$

$$\underline{G}_{xII}(z) = \underline{G}_{x1} \cosh \underline{\beta}(z-z_s) + \underline{G}_{x2} \sinh \underline{\beta}(z-z_s). \quad (12)$$

Введенные постоянные  $\underline{G}_{z0}$ ,  $\underline{G}_{z1}$ ,  $\underline{G}_{z2}$ ,  $\underline{G}_{x1}$ ,  $\underline{G}_{x2}$  определяются законом полного тока и условием отсутствия истоков плотности тока

$$\text{div} \vec{G} = 0; \quad (13)$$

$$\underline{G}_{z0} = -\frac{jay_2}{\mu_0 y_1} \underline{B}_0 - \frac{1}{y_1} A_z; \quad (14)$$

$$\underline{G}_{z1} = -\frac{jay_2}{\mu_0 y_1} \underline{B}_1; \quad (15)$$

$$\underline{G}_{z2} = -\frac{jay_2}{\mu_0 y_1} \underline{B}_2; \quad (16)$$

$$\underline{G}_{x1} = -\frac{y_2 \underline{\beta}}{\mu_0 y_1} \underline{B}_2; \quad (17)$$

$$\underline{G}_{x2} = -\frac{y_2 \underline{\beta}}{\mu_0 y_1} \underline{B}_1. \quad (18)$$



Пока неизвестные постоянные  $\underline{B}_0$  и  $\underline{\beta}$  получаются подстановкой в (3).

Сравнение независимых от  $z$  частей дает выражение для постоянной  $\underline{B}_0$ :

$$\underline{B}_0 = \frac{j\mu_0 A z}{ay_2} \cdot \frac{1}{1+jks}. \quad (19)$$

Сравнение  $z$ -зависимых частей дает возможность определить константу  $\underline{\beta}$ :

$$\underline{\beta} = a\sqrt{1+j\frac{\omega\mu_0\alpha z}{a^2} \cdot \frac{y_1}{y_2} (1-\frac{av}{\omega})};$$

$$\underline{\beta} = a\sqrt{1+jks} = \beta_r + j\beta_i. \quad (20)$$

Оставшиеся 3 неизвестные постоянные  $\underline{E}_g, \underline{B}_1, \underline{B}_2$  можно определить согласно краевым условиям.

1. Требование непрерывности индукции на границе

$$\underline{B}_{yI} = \underline{B}_{yII}, \text{ если } z = z_s. \quad (21)$$

2. Имеющий силу закон Ома

$$\underline{G}_{xII} = \alpha \underline{E}_g, \text{ если } z = z_s. \quad (22)$$

3. Непрерывность напряженности электрического поля

$$\underline{E}_x(z_1) = \underline{E}_{xR}(z_1) \quad (23)$$

и, таким образом,

$$\underline{G}_x(z_1) = \underline{G}_{xR}(z_1). \quad (24)$$

Решая систему уравнений на основе краевых условий, получаем следующие выражения для постоянных:

$$\underline{E}_g = -\frac{jks}{1+jks} \cdot \frac{j\mu_0 A z}{ay_2} \cdot \frac{\beta^2 y_2 z_s}{\alpha \mu_0 y_1} \cdot \frac{1}{N}; \quad (25)$$

$$\underline{B}_1 = \frac{jks}{1+jks} \cdot \frac{j\mu_0 A z}{ay_2} \cdot \frac{1}{N}; \quad (26)$$

$$\underline{B}_2 = \frac{jks}{1+jks} \cdot \frac{j\mu_0 A z}{ay_2} \cdot \frac{1}{N} \cdot z_s \underline{\beta}, \quad (27)$$

где 
$$\underline{N} = \underline{K}_1 + z_s \underline{\beta} \underline{K}_2 = \quad (28)$$

$$= \cosh \underline{\beta} (z_1 - z_s) + b_R \underline{\beta} \sinh \underline{\beta} (z_1 - z_s) + z_s \underline{\beta} [\sinh \underline{\beta} (z_1 - z_s) + b_R \underline{\beta} \cosh \underline{\beta} (z_1 - z_s)].$$

Если принять  $z_s = 0$ , то получаем значения постоянных для частного случая непрорезанного бегуна

$$\underline{E}_g = 0; \quad (29)$$

$$\underline{B}_1 = \frac{j\mu_0 \underline{A}_z}{ay_2} \cdot \frac{jks}{1+jks} \cdot \frac{1}{b_R [\beta \sinh \beta z_1 + \cosh \beta z_1]}; \quad (30)$$

$$\underline{B}_2 = 0. \quad (31)$$

Определением всех постоянных интегрирования решаем проблему поля в основном для случаев прорезанного и гомогенного непрорезанного бегуна. Этим, в общем, определено поле индукции и поток электрического поля в пределах индуктора. Взаимодействие обоих полей ведет к возникновению силы тяги (см. раздел 3.3).

### 3.2. Уравнение напряжения фаз модели линейного двигателя. Режим работы

В (2) и (3) магнитная индукция  $\underline{B}_y$  связана со снижающейся с самого начала известной линейной плотностью тока  $\underline{A}_z$ . На самом деле линейная плотность тока  $\underline{A}_z$  является функцией режима работы двигателя. Она зависит от приложенного напряжения сети ( $U_s, \omega$ ), от скольжения  $s$  и от свойств реактивной пластины ( $b_R, \kappa, y_1$ ) и индукторов ( $R_s, \chi_{s\sigma}, \xi_{s1}, w_s, \tau_p, z_s, z_1$  и др.).

$U_s$  - напряжение фазы;

$\omega$  - угловая частота;

$R_s$  - сопротивление фазы;

$\chi_{s\sigma}$  - реактивное сопротивление рассеяния фазы;

$w_s$  - число витков фазы;

$\xi_s$  - обмоточный коэффициент фазы;

$m_s$  - число фаз;

$\tau_p$  - длина полюсного деления.

Уравнения напряжений фаз дают нужную информацию о балансе мощностей. Сперва находится индуктированное напряжение в одной фазе при известных обмоточных данных ( $\xi_s, m_s, w_s$ ) и при заданной частоте ( $\omega$ ). Действителен закон индукции

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = - \xi_s w_s \frac{d\phi}{dt}, \quad (32)$$

где  $e$  - индуктированное напряжение;

$\phi$  - магнитный поток;

$\psi$  - магнитное потокоцепление.

Индуктированное напряжение зависит только от магнитного потока, но не зависит от его локального распределения (индукции) в области, которая занята "диаметральной" обмоткой. Поэтому расчет ведется по средней эквивалентной волне индукции вдоль

$$\bar{B}_y^z = \frac{1}{2z_1} \int_{-z_1}^{z_1} B_y(z) dz; \quad (33)$$

$$\bar{B}_y^z = \frac{j\mu_0 A_z}{ay_2} \cdot \frac{1}{1+jks} \left[ 1 + \frac{jks}{N} \left( \frac{\sinh \beta(z_1 - z_s)}{\beta z_1} + \frac{z_s}{z_1} \cosh \beta(z_1 - z_s) \right) \right]. \quad (34)$$

Отсюда определяется комплексная амплитуда магнитного потока  $\underline{\Phi}$ :

$$\underline{\Phi} = \frac{2}{\pi} \cdot 2z_1 \tau_p \bar{B}_y^z; \quad (35)$$

$$\Phi(t) = \text{Re} \{ \underline{\Phi} e^{j\omega t} \}. \quad (36)$$

Используя (32), получаем для комплексной амплитуды основного колебания индуктируемого напряжения  $\underline{E}_{hs}$ :

$$\underline{E}_{hs} = -j\omega w_s \xi_s \underline{\Phi}. \quad (37)$$

Учитывая падение напряжения на сопротивление  $R_s$  и на индуктивности рассеяния фазы статора  $X_{s\sigma}$ , получаем полное уравнение напряжения

$$\underline{U}_s = (R_s + jX_{s\sigma}) \underline{J}_s - \underline{E}_{hs} = (R_s + jX_{s\sigma} + \underline{Z}_h) \underline{J}_s, \quad (38)$$

где  $U_s$  - напряжение фазы;

$J_s$  - ток фазы.

Внутреннее полное сопротивление  $\underline{Z}_h$  определяется с учетом (39)

$$\underline{A}_z = \frac{z \underline{J}_s}{2p\tau_p} = \frac{\xi_s m_s 2w_s}{2p\tau_p} \underline{J}_s; \quad (39)$$

$$\underline{Z}_h = \frac{-\underline{E}_{hs}}{\underline{J}_s} = \frac{\underline{U}_{hs}}{\underline{J}_s} = \frac{j\omega w_s \xi_s \frac{2}{\pi} 2z_1 \tau_p \bar{B}_y^z m_s w_s \xi_s}{\underline{A}_z p \tau_p}, \quad (40)$$

где  $z$  - число проводников.

Принимая  $\underline{A}_z = 1$ , получаем с учетом пропорциональности между  $\bar{B}_y^z$  и  $A_z$

$$\underline{Z}_h = \frac{j4m_s (w_s \xi_s)^2 \omega z_1}{\pi p} \bar{B}_y^z (\underline{A}_z = 1). \quad (41)$$

Таким образом, создана зависимость между напряжением и током фазы. Известны геометрические места токов фаз. Внутреннее полное сопротивление  $Z_h$  можно, как обычно, представить как параллельное соединение главной реактивности  $X_h$  и последовательного соединения сопротивления бегуна  $R'_2$  и реактивного сопротивления рассеяния бегуна  $X'_{\sigma E}$  (реактивное сопротивление рассеяния развязки (3), (8)). Последовательное соединение сопротивления рассеяния бегуна  $R'_2$  и реактивного сопротивления рассеяния бегуна  $X'_{\sigma E}$  является приведенным к статору полным сопротивлением цепи бегуна. Его можно получить, сравнивая любой режим работы с холостым ходом. Пусть заданная линейная плотность тока  $A_z$  создает среднюю индукцию  $\bar{B}_y^z$  при любом режиме работы (сравни (34)) и  $\bar{B}_{yL}^z$  при холостом ходе (сравни (19), если  $s = 0$ ).

Представление при помощи схемы замещения исходит не из постоянной линейной плотности тока, а из постоянного напряжения фазы  $U_s$ . Для всех индукционных двигателей с достаточным приближением индуктированное напряжение в фазах будет постоянным. Если предположить постоянное индуктированное напряжение, то  $\bar{B}_{yL}^z$  и  $\bar{B}_y^z$  должны быть равными (поток определяется напряжением). Для первоначально принятого частного случая постоянной линейной плотности тока (и этим также постоянный ток фазы статора  $I_s$ ) индукции отличаются друг от друга коэффициентом  $\underline{\alpha}$ .

$$\underline{\alpha} = \frac{\bar{B}_{yL}^z}{\bar{B}_y^z} = \frac{1 + jks}{1 + \frac{jks}{N} \left( \frac{\sinh \beta(z_1 - z_s)}{\beta z_1} + \frac{z_s}{z_1} \cosh \beta(z_1 - z_s) \right)} \quad (42)$$

Коэффициент  $\underline{\alpha} = \alpha_r + j\alpha_i$  комплексный.

Для практически интересного частного случая  $z_1 = z_s$  формула (42) упрощается

$$\underline{\alpha} = \frac{(1 + b_R a^2 z_s) + j b_R a^2 k s z_s}{1 + b_R a^2 z_s}; \quad (43)$$

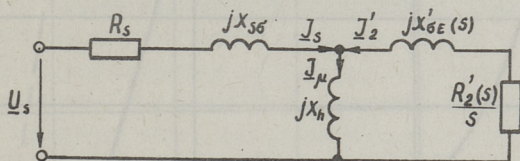
$$\alpha_r = 1; \quad (44)$$

$$\alpha_i = \frac{b_R a^2 k s z_s}{1 + b_R a^2 z_s}. \quad (45)$$

Если значение индукции  $\bar{B}_y^z$  должно принять такое же значение, как  $\bar{B}_{yL}^z$ , то следует линейную плотность тока при

холостом ходе  $\underline{A}_{s\mu}$  (следовательно, и  $\underline{I}_{\mu}$ ) изменить коэффициентом  $\alpha$ . В соответствии с намеченными на фиг. 2 стрелками, получаем следующее равенство токов

$$\underline{J}_s = \alpha \underline{J}_{\mu} = \underline{J}_{\mu} - \underline{J}'_2. \quad (46)$$



Фиг. 2. Схема замещения линейного двигателя с бегущим полем без учета продольного краевого эффекта.

Учитывая (47) и (48)

$$\underline{J}_{\mu} = \frac{\underline{U}_h}{jX_h}; \quad (47)$$

$$\underline{J}'_2 = \frac{\underline{U}_h}{\frac{R'_2(s)}{s} + jX'_{\sigma E}(s)}. \quad (48)$$

получаем из (46), (47) и (48) следующее определяющее уравнение для искомого сопротивления бегуна  $R'_2(s)$  и реактивного сопротивления рассеяния развязки  $X'_{\sigma E}(s)$

$$\frac{\alpha - 1}{jX_h} = \frac{1}{\frac{R'_2(s)}{s} + jX'_{\sigma E}(s)}. \quad (49)$$

Реальная часть естественно идентична сопротивлению бегуна  $\frac{R'_2(s)}{s}$ , мнимая часть идентична реактивному сопротивлению развязки бегуна  $X'_{\sigma E}(s)$ .

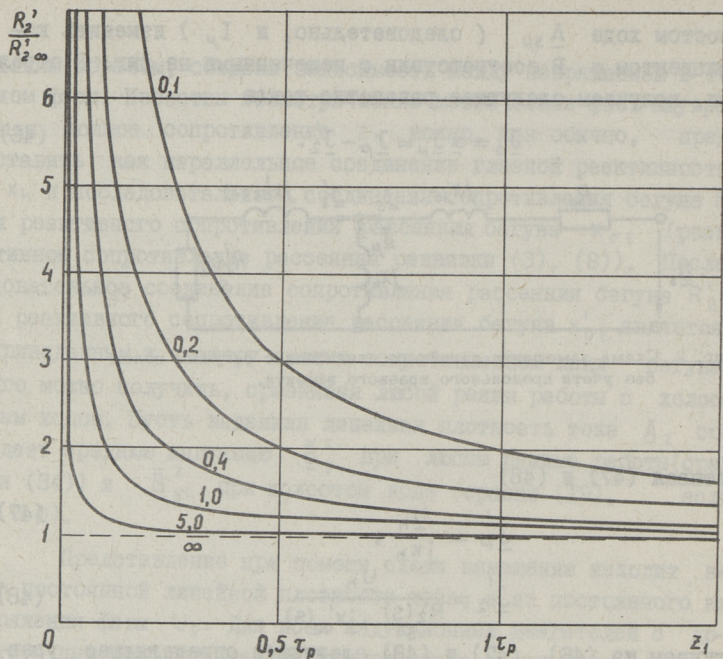
$$\frac{R'_2(s)}{s} = \frac{\alpha_i X_h}{(\alpha_r - 1)^2 + \alpha_i^2}; \quad \frac{R'_2(s)}{R'_{2\infty}} = ks \frac{\alpha_i}{(\alpha_r - 1)^2 + \alpha_i^2}; \quad (50)$$

При этом  $R'_{2\infty} = \frac{X_h}{k}$ .

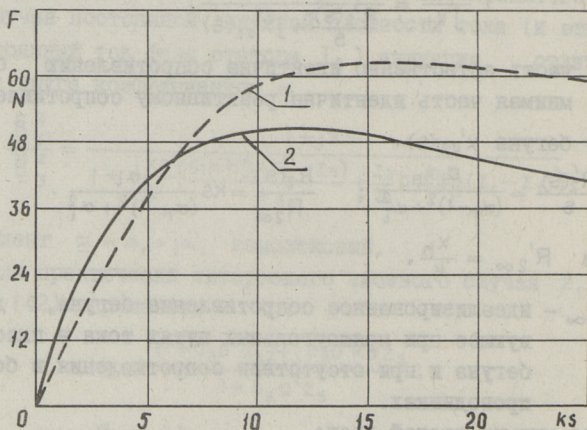
где  $R'_{2\infty}$  — идеализированное сопротивление бегуна, действующее при прямоугольных путях тока в пластине бегуна и при отсутствии сопротивления в боковых проводниках.

Равенство мнимых частей дает:

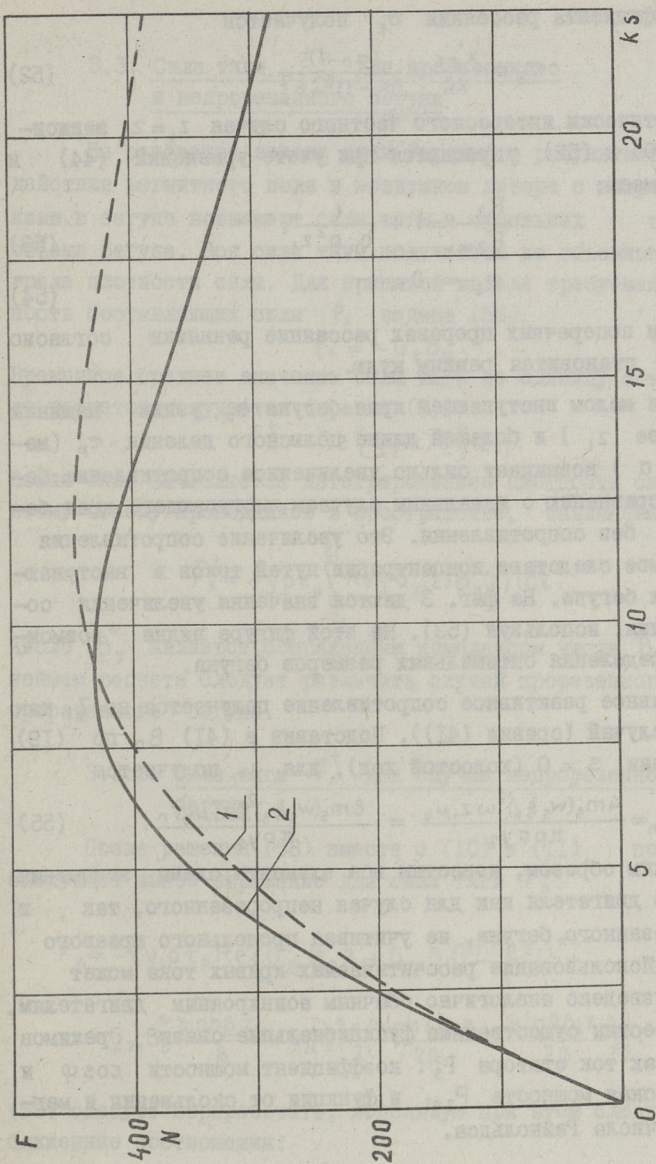
$$jX'_{\sigma E}(s) = \frac{j(\alpha_r - 1)X_h}{(\alpha_r - 1)^2 + \alpha_i^2}. \quad (51)$$



Фиг. 3. Зависимость сопротивления бегуна от размерных соотношений  $z_1/\tau_p$  и  $\delta_R/\tau_p$  при прорезанной пластине бегуна.



Фиг. 4. Механическая характеристика "узкого" типа двигателя с полностью прорезанным (кривая 1) и непрорезанным (кривая 2) бегуном. Данные двухстаторного двигателя:  $U_3 = 100$  В (для одного индуктора);  $y_{11} = 0,3$  см;  $y_2 = 0,5$  см;  $b_R = 2,4$  см;  $\omega = 314$  с $^{-1}$ ;  $\epsilon = 3 \cdot 10^5$  С/см;  $\tau_0 = 3$ ,  $w_\delta = 912$ ,  $\xi_\delta = 0,966$ ,  $p = 2$ ,  $\tau_p = 12$  см,  $z_1 = 3$  см.



Фиг. 5. Механическая характеристика "широкого" типа двигателя с полностью прорезанным (кривая 1) и непрорезанным (кривая 2) бегуном. Данные двухстаторного двигателя:

$U_3 = 100$  в (для одного индуктора);  $\omega = 314$  с<sup>-1</sup>,  $\omega = 3.10^5$  С./см,  $m_3 = 3$ ,  $w_3 = 380$ ,  $\xi_3 = 0,966$ ,  
 $p = 5$ ,  $\tau_p = 12$  см,  $z_1 = 12$  см,  $y_1 = 0,8$  см,  $y_2 = 0,5$  см,  $b_R = 4,8$  см.

Для коэффициента рассеяния  $\sigma_E$  получается

$$\sigma_E = \frac{\chi' \sigma_E}{\chi_h} = \frac{(\alpha_{r-1})}{(\alpha_{r-1})^2 + \alpha_{\nu}^2}. \quad (52)$$

Для практически интересного частного случая  $z_1 = z_s$  зависимости (50) и (52) упрощаются при учете уравнений (44) и (45) и имеем:

$$\frac{R_2'}{R_{2\infty}'} = 1 + \frac{1}{b_R \sigma^2 z_1}, \quad (53)$$

$$\sigma_E = 0. \quad (54)$$

При поперечных прорезах рассеяние развязки согласно ожиданию становится равным нулю.

При малом выступающем крае бегуна  $b_R$ , узких машинах (маленькое  $z_1$ ) и большой длине полюсного деления  $\tau_p$  (маленькое  $\sigma$ ) возникает сильно увеличенное сопротивление бегуна по сравнению с идеальным случаем выступающего края бегуна  $b_R$  без сопротивления. Это увеличение сопротивления есть прямое следствие концентрации путей токов в выступающих краях бегуна. На фиг. 3 даны значения увеличения сопротивления, используя (53). На этой фигуре видна возможность определения оптимальных размеров бегуна.

Главное реактивное сопротивление получается из  $\underline{Z}_h$  как частный случай (сравни (4I)). Подставив в (4I)  $B_0$  по (I9) при условии  $s = 0$  (холостой ход), для  $\chi_h$  получается

$$\chi_h = \frac{4m_s(w_s \xi_s)^2 \omega z_1 \mu_0}{\pi r \sigma u_2} = \frac{8m_s(w_s \xi_s)^2 f z_1 \mu_0 \tau_r}{\pi r u_2}. \quad (55)$$

Таким образом, известны все элементы схемы замещения линейного двигателя как для случая непрорезанного, так и для прорезанного бегуна, не учитывая продольного краевого эффекта. Использование рассчитываемых кривых тока может быть произведено аналогично обычным асинхронным двигателям. Итак, известны существенные функциональные связи режимов работы, как ток статора  $I_s$ , коэффициент мощности  $\cos \varphi$  и электрическая мощность  $P_{sel}$  и функции от скольжения и магнитного числа Рейнольдса.



### 3.3. Сила тяги $\bar{F}_x^t$ для прорезанного и непрорезанного бегуна

На основании закона силы Лоренца в результате взаимодействия магнитного поля в воздушном зазоре с вихревыми токами в бегуне возникают силы тяги в отдельных элементах объема бегуна. Вся сила тяги получается из объемного интеграла плотности силы. Для принятой модели требуемая плотность составляющих силы  $f_x$  задана (56):

$$f_x = -G_z B_y. \quad (56)$$

Временное среднее значение силы тяги на единицу объема после расчетов получается (сравни (7)):

$$\bar{f}_x^t = \text{Re} \{ \underline{G}_z(z) \underline{B}_y^*(z) \}. \quad (57)$$

Общая сила вычисляется интегрированием плотности силы по всему объему проводников в пространстве, занимаемым полем

$$\bar{F}_x^t = -y_p \tau_p \int_{-z_1}^{z_1} \text{Re} \{ \underline{G}_z(z) \underline{B}_y^*(z) \} dz. \quad (58)$$

Число  $\underline{B}_y^*$  является сопряженным комплексом числа  $\underline{B}_y$ . В дальнейшем расчете следует различать случай прорезанного и "непрорезанного" бегуна.

#### 3.3.1. Сила тяги $\bar{F}_x^t$ для случая непрорезанного бегуна

После решения (58) вместе с (I0) и (II) получается следующее явное выражение для силы тяги  $\bar{F}_x^t$ :

$$\begin{aligned} \bar{F}_x^t = & -2y_p \tau_p \text{Re} \left\{ \underline{G}_{z_0} \underline{B}_0^* z_1 + \underline{G}_{z_0} \underline{B}_1^* \left( \frac{\sinh \beta z_1}{\beta} \right)^* + \right. \\ & \left. + \underline{G}_{z_1} \underline{B}_0^* \frac{\sinh \beta z_1}{\beta} + \underline{G}_{z_1} \underline{B}_1^* \left( \frac{\sinh 2\beta_r z_1}{2\beta_r} + \frac{\sin 2\beta_i z_1}{2\beta} \right) \right\}. \quad (59) \end{aligned}$$

(59) следует переработать, используя при этом следующие приближенные соотношения:

$$|\beta z_1| \ll 1; \quad \sinh \beta z_1 \approx \beta z_1, \quad (60)$$

$$\sin \beta z_1 \approx \beta z_1,$$

$$\cosh \beta z_1 \approx 1 + \frac{\beta^2 z_1^2}{2}.$$

Таким образом, получается следующая приближенная формула для составляющей силы тяги  $\bar{F}_x^t$ .

$$\bar{F}_x^t = \frac{2z_1 \mu_0 |A_z|^2 p \tau_p}{\pi y_2} \cdot \frac{ks}{(1+k^2s^2)} \left( 1 + \frac{k^2s^2(b_R a^2 z_1 + \frac{a^2}{2} z_1^2) - (b_R a^2 z_1 + 1 + \frac{a^2}{2} z_1^2)}{(b_R a^2 z_1 + 1 + \frac{z_1^2}{2} a^2)^2 + (ks(a^2 b_R z_1 + \frac{z_1^2}{2} a^2))^2} \right). \quad (61)$$

### 3.3.2. Сила тяги $\bar{F}_x^t$ для случая прорезанного бегуна

Для бегуна, прорезанного по всей ширине индуктора, действительно следующее соотношение для составляющей силы тяги  $\bar{F}_x^t$ .

$$\bar{F}_x^t = -2z_1 y_1 p \tau_p \cdot \operatorname{Re}\{G_{z1} \cdot \underline{B}_y^*\}. \quad (62)$$

Подставляя (7) и (9) в (62) и преобразуя, получаем следующую приближенную формулу силы тяги  $\bar{F}_x^t$  для случая "прорезанного" бегуна:

$$\bar{F}_x^t = \frac{2z_1 p \tau_p \mu_0 |A_z|^2}{\pi y_2} \cdot \frac{ks}{(1+k^2s^2)} \left( \frac{b_R z_1 a^2 (1 + b_R z_1 a^2) + k^2 s^2 b_R z_1 a^2 (b_R z_1 a^2 + 1)}{(1 + b_R z_1 a^2)^2 + (b_R z_1 a^2 ks)^2} \right). \quad (63)$$

Согласно модели, (63) действительно так же, как (61), только для половины устройства (устройство с одним статором). Для двухстаторного устройства следует результат умножить на 2. Так как непосредственно известен ток фазы статора  $I_s$ , а не линейная плотность тока  $A_z$ , следует еще рассмотреть соотношение между этими величинами. Зависимость приведена в (39). С использованием (39) получают из (61) и (63) следующую применимую формулу для двухстаторных двигателей.

Для двигателя с гомогенным бегуном:

$$\bar{F}_x^t = 2 \frac{2z_1 \mu_0 \xi_s^2 m_s^2 \omega_s^2 J_s^2}{\pi y_2 p} \cdot \frac{ks}{1+k^2s^2} \left( 1 + \frac{k^2s^2(b_R a^2 z_1 + \frac{a^2}{2} z_1^2) - (b_R a^2 z_1 + 1 + \frac{a^2}{2} z_1^2)}{(b_R a^2 z_1 + 1 + \frac{z_1^2}{2} a^2)^2 + (ks(a^2 b_R z_1 + \frac{z_1^2}{2} a^2))^2} \right). \quad (64)$$

Для двигателя с прорезанным бегуном:

$$\bar{F}_x^t = 2 \frac{2z_1 \mu_0 \xi_s^2 m_s^2 w_s^2 J_s^2}{\pi y_2 p} \frac{k_s}{1+k_s^2} \left( \frac{b_R z_1 d^2 (1+b_R z_1 d^2) + k_s^2 b_R z_1 d^2 (b_R z_1 d^2 + 1)}{(1+b_R z_1 d^2)^2 + (b_R z_1 d^2 k_s)^2} \right). \quad (65)$$

При этом для тока фазы  $I_s$  следует подставить амплитудное значение.

#### 4. Использование результатов на примерах.

##### Заклучение

Особый интерес представляют соотношения для силы тяги линейных двигателей с полностью прорезанной ( $z_1 = z_s$ ) и непрорезанной гомогенной переменной бегуна. На первый взгляд выведенные формулы (64) и (65) не дают возможности узнать, как изменяется сила тяги от поперечных прорезов. Следует рассчитать конкретные примеры. Для этой цели выбирается один очень узкий и один очень широкий тип двигателя, при среднем магнитном числе Рейнольдса. Данные основываются на типах двигателей, которые выпускаются народным предприятием "Дрезденский завод электродвигателей". Оба типа являются двухстаторным устройством. Рассчитанные при помощи (64) и (65) характеристики силы тяги - скольжение - приведены для сравнения на фиг. 4 и 5. Характеристики показывают, что:

- критическое скольжение увеличивается в результате прорезанного бегуна. Это явление обусловлено тем фактом, что всякое мероприятие для "управления" путями вихревых токов связано с увеличением эффективного сопротивления бегуна на;

- в области малых скольжений силы тяги прорезанного бегуна меньше сил, возникающих при непрорезанном бегуне;

- при увеличении скольжения силы тяги прорезанного бегуна больше сил непрорезанного бегуна; этот желательный эффект больше всего выражен у узких двигателей с малым выступом бегуна (сравни фиг. 4). У широких типов двигателей с большим выступом бегуна прорезы имеют только весьма малое влияние (см. фиг. 5);

- в линейных двигателях с большими числами Рейнольдса (быстрые линейные двигатели с большим полуксным шагом и боль-

шой частотой питания) вследствие резко выраженного эффекта вытеснения тока вихревые токи с увеличением скольжения во все большей мере замыкаются через базовые выступы, а в области индуктора сами собой протекают почти поперечно. В таких случаях прорезывание бегуна не имеет влияния и поэтому бесполезно;

— для конкретных случаев следует количественно выяснить влияние прорезывания бегуна при помощи выведенных соотношений (64) и (65).

Измерения достаточно точно подтверждают расчетные. Таким образом, приемлемость выведенных зависимостей для учета и подавления поперечного эффекта доказана.

### Л и т е р а т у р а

1. B u d i g, P.-K. Dreistromlinearmotoren. VEB Verlag Technik, Berlin, 1978.

2. W e h, H. Linearmotoren. - "VDE-Fachberichte", 1970, S. 37-43.

3. M o s e b a c h, H. Effekte der endlichen Länge und Breite bei asynchronen Linearmotoren in Kurzständer- und Kurzläuferbauform. Diss. TU Braunschweig. 1972.

4. В о л ь д е к А.И. Индукционные магнетогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л., Энергия, 1970. 272 с.

5. O b e r r e t l, K. Dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung. - Archiv für Elektrotechnik, 55, 1973, S. 181-190.

6. W a l t k e, G. Über das Betriebsverhalten des Wanderfeld-MHD-Wandlers und des asynchronen Linearmotors. Diss. TU Braunschweig.

7. T i m m e l, H. Theorie und rechnerische Bestimmung der Querkräfte bei unsymmetrischer Sekundäreillage. - Elektrische, 1978, H. 10, S. 532-536.

8. S e i f e r t, E. Zur Berechnung von Ferrarismaschinen. - Wiss. Zeitschrift der TU Dresden, 10 (1961), H. 6, S. 1428-1440.

9. T i m m e l, H. Der lineare Kondensatormotor - seine theoretische Behandlung, Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten. - Elektrie, 1976, H. 12, S. 651-658.

10. Kurzstatorlinearmotoren - Stand und Entwicklung. - ETZ-A, 1957, Band 96, H. 9, S. 401-409. Aut.: Deloroi, Grumbkow, Weh, Feldmann, Sattler, Kratz, Appum, Fuchsberger, Rentmeister.

11. T i m m e l, H. Beitrag zum Quereffekt bei Kurzständerlinearmotoren. - Elektrie, 1973, H. 5, S. 257-258.

H. Timmel

Zur Bedämpfung des Quereffektes bei Wanderfeldlinearmotoren durch Schlitzung der Läufer-scheibe

Zusammenfassung

Das Betriebsverhalten von Kurzständerwanderfeldlinearmotortypen wird durch den Längsendeffekt und durch den Quereffekt negativ beeinflusst.

Durch einen gewissen Mehraufwand bei der Läufergestaltung (Schlitzung, Ausbildung eines Käfigläufers) lässt sich der Quereffekt vermindern. Die Wirksamkeit von Querschlitzungen ist von der magnetischen Reynoldzahl, vom Schlupf und von Abmessungsverhältnissen des Linearmotors abhängig.

Aus der Analyse der elektromagnetischen Vorgänge werden einfache Beziehungen hergeleitet, mit denen die Zweckmässigkeit einer Läufer-schlitzung abgeschätzt werden kann.



А.К. Арусоо, Э.М. Ристхейн

ПРИМЕНЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ВЕЛИЧИН В РАСЧЕТАХ  
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ  
АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

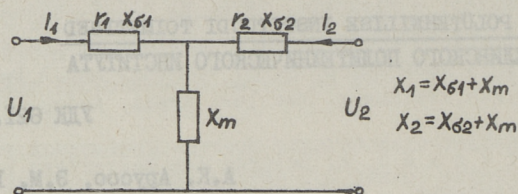
Первые работы по электромагнитным переходным процессам асинхронных машин были опубликованы в начале века. После разработки теории двух реакций машин переменного тока [1] были предложены используемые до настоящего времени линейная операторная система уравнений асинхронной машины и соответствующая этим уравнениям линейная 5-параметровая схема замещения. После второй мировой войны, с появлением электронных вычислительных машин, интерес к электромагнитным переходным процессам, требующим для своего анализа большого объема вычислений, заметно возрос.

Для правильного расчета переходных процессов необходимо достаточно точно знать параметры машины. Вопросы практического определения параметров реальных машин, однако, до настоящего времени изучены весьма слабо.

В настоящее время расчеты установившихся режимов асинхронной машины проводятся по Г-образной схеме замещения (по схеме с вынесенным контуром намагничивания), непригодной для анализа переходных процессов. Невозможность использования такой схемы объясняется тем, что физически двухконтурная машина при помощи такой схемы приведена к эквивалентному одноконтурному устройству; с уменьшением числа контуров уменьшилась и степень дифференциальных уравнений переходного процесса.

Для расчета электромагнитных переходных процессов при обычных в настоящее время упрощающих допущениях (линейность параметров, пренебрежение потерями в стали) используется

двухконтурная схема замещения, изображенная на фиг. 1.



Фиг. 1. Классическая схема замещения асинхронной машины для расчета электромагнитных переходных процессов.

Комплексные операторные уравнения для такой схемы в виде

$$\left. \begin{aligned} U_1(p) &= r_1 I_1(p) + (p + j) [x_1 I_1(p) + x_m I_2(p)], \\ U_2(p) &= r_2 I_2(p) + (p + js) [x_2 I_2(p) + x_m I_1(p)], \end{aligned} \right\} \quad (I)$$

- где  $r_1$  — активное сопротивление обмотки статора;  
 $r_2$  — приведенное активное сопротивление обмотки ротора;  
 $x_1$  — индуктивное сопротивление статора;  
 $x_2$  — приведенное индуктивное сопротивление ротора;  
 $x_m$  — индуктивное сопротивление намагничивания;  
 $s$  — скольжение;  
 $U_1(p)$  — приложенное напряжение статора;  
 $U_2(p)$  — приведенное приложенное сопротивление ротора;  
 $I_1(p)$  — ток статора;  
 $I_2(p)$  — приведенный ток ротора.

Доказано, что сопротивления рассеяния статора и ротора асинхронной машины физически не могут представляться двумя независимыми величинами и что для расчета переходных или установившихся процессов такое разделение вовсе не требуется [2, 3, 4]. Сопротивление рассеяния может целиком учитываться либо в контуре статора, либо в контуре ротора схемы замещения. Изучение практических способов экспериментального определения параметров машины показало, что более рациональным следует считать учет рассеяния в контуре статора.

Коэффициент приведения пятиэлементной схемы замещения к четырехэлементной может определяться из условий, что



входные величины (ток  $I_1$ , напряжение  $U_1$ , полное сопротивление  $Z_{bx}$ ), активная мощность роторной цепи, коэффициенты затухания статорной и роторной цепей остались постоянными. Предполагая, что ток роторной цепи увеличивается в  $h$  раз и обозначая параметры преобразованной схемы индексом  $h$ , можно написать

$$\left. \begin{aligned} I_2 &= hI_{2h}, \quad r_1 = r_{1h}, \\ I_1 &= I_{1h}, \quad X_{\sigma h} = X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}c. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $h$  — коэффициент приведения;  
 $c$  — некоторый искомый коэффициент.

Из равенств вторичных активных мощностей, коэффициентов затухания статорных и роторных контуров исходной и приведенной схем можно получить соотношения:

$$\left. \begin{aligned} r_{2h} &= h^2 r_2, \\ X_{mh} &= h^2 (X_{\sigma 2} + X_m) = h^2 X_2, \\ X_{mh} &= X_m - X_{\sigma 2}c. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Совместным решением уравнений (3) получаем

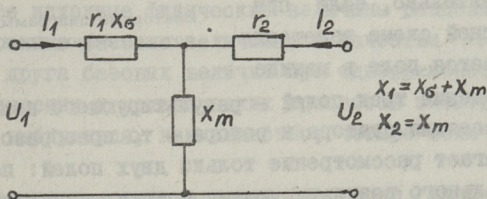
$$h^2 = \frac{X_m - X_{\sigma 2}c}{X_m + X_{\sigma 2}}. \quad (4)$$

Предполагая, что

$$c = \frac{X_m}{X_m + X_{\sigma 2}}, \quad (5)$$

можно окончательно из (4) определить:

$$h = c = \frac{X_m}{X_m + X_{\sigma 2}}. \quad (6)$$



Фиг. 2. Схема замещения асинхронной машины с учетом рассеяния полностью в контуре статора.

Следовательно, переход от пятиэлементной схемы к четырехэлементной на фиг. 2 осуществляется простыми соотношениями:

$$h = \frac{I_2}{I_{2h}} = \sqrt{\frac{r_{2h}}{r_2}} = \sqrt{\frac{x_{mh}}{x_2}} = \frac{x_m}{x_2}, \quad \left. \vphantom{h} \right\} \quad (7)$$

$$x_{\sigma h} = x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2} h.$$

Четырехэлементная схема замещения имеет определенный физический смысл. Это легко выясняется с помощью векторных диаграмм потоков и токов исходной и преобразованной схем.

Уравнению токов преобразованной схемы замещения

$$I_1 + I_2/h = I_{mh} \quad (8)$$

соответствует векторная диаграмма, которая представляет собой прямоугольный треугольник.

Такой же треугольник образуется потоками в машине. На фиг. 3 показаны векторные диаграммы потоков, соответствующие пятиэлементной (пунктирные линии) и четырехэлементной (сплошные линии) схемам.

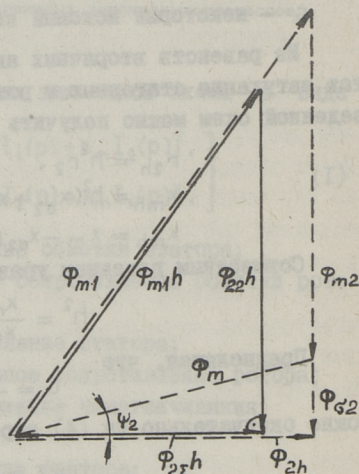
Результирующий поток  $\Phi_{2\sigma h}$ , сцепленный с ротором, полностью учитывает магнитное действие ротора на статорную обмотку, так как в него входит составляющая  $\Phi_{22}h$ , равная потоку ротора в зазоре

$$\Phi_{22}h = \Phi_{m2}. \quad (9)$$

Следовательно, если при пятиэлементной схеме замещения рассматривается поле в машине

в виде наложения трех полей — результирующего поля в зазоре и полей рассеяния статора и ротора — то преобразованная схема предполагает рассмотрение только двух полей: потока  $\Phi_{2\sigma h}$ , пропорционального результирующему потоку, сцепленному с ротором, и расчетного потока рассеяния.

Введение в рассмотрение результирующего потока, сцепленного с ротором, вместо потока в воздушном зазоре позволяет упростить способы определения некоторых характеристик двигателя. Вид четырехэлементной схемы замещения полностью аналогичен схеме замещения двигателя с полым немагнитным ро-



Фиг. 3.

Векторные диаграммы потоков асинхронной машины.

тором, у которого рассеяние ротора принимается равным нулю [5].

Комплексные операторные уравнения машины для схемы замещения на фиг. 2 пишутся в виде (здесь и дальше индекс "h" опущен):

$$\left. \begin{aligned} U_1(p) &= r_1 I_1(p) + (p+j)[x_1 I_1(p) + x_m I_2(p)], \\ U_2(p) &= r_2 I_1(p) + x_m(p+js)[I_1(p) + I_2(p)]. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Необходимо отметить, что параметры  $x_m$  и  $r_2$ , а также ток  $I_2(p)$  и напряжение  $U_2(p)$ , по своим числовым значениям отличаются от соответствующих величин уравнений (I), так как с переходом на другую схему изменились коэффициенты приведения величин вторичного контура к первичному. Ток и напряжение статора, а также определяемый при расчете переходного процесса вращающий момент не изменились.

Основным достоинством схемы на фиг. 2 является меньшее количество параметров (4 параметра вместо 5 параметров) и возможность простого экспериментального определения всех параметров машины. Несколько упростились и исходные операторные уравнения и в значительной степени сокращается объем расчетов переходного процесса.

Чтобы при анализе переходных или установившихся процессов иметь возможность удобного сравнения различных машин между собой и обобщить результаты анализа, все расчеты проводятся в относительных ("безразмерных") величинах. Для этого все исходные физические величины разделяют на заранее выбранные базовые величины. В качестве независимых друг от друга базовых величин при одновременном анализе электрических и механических процессов электрических машин могут выбираться, как известно, четыре величины, например:

- две электрические величины (например, напряжение и ток);
- две неэлектрические величины (обычно время и угол поворота или время и угловая скорость).

Относительно трех базовых величин в литературе никогда не было дискуссий; этими величинами при анализе машин переменного тока являются:

I) номинальное фазное напряжение статора  $U_{\text{фн}}$ ;

- 2) отрезок времени  $1/(2\pi f_n)$ , где  $f_n$  — номинальная частота приложенного напряжения;
- 3) синхронная скорость вращения  $2\pi f_n/p$ , где  $p$  — число полюсов машины (или угол поворота  $1/p$  рад).

В качестве четвертой базовой величины встречаются:

- 1) чаще всего — номинальный фазовый ток статора;
- 2) ток холостого хода при номинальном напряжении;
- 3) ток короткого замыкания при номинальном напряжении (пусковой ток при неподвижном роторе).

Ток холостого хода и ток короткого замыкания определяются приложенным напряжением и электрическими параметрами машины, номинальный ток, кроме того, допускаемой температурой изоляции, режимом работы и условиями охлаждения машины. Одинаковые по электрическим и магнитным параметрам машины могут, в зависимости от названных дополнительных условий, иметь различные номинальные токи, вследствие чего номинальный ток, в принципе, не следовало бы выбирать в качестве базовой величины.

Экспериментальное определение тока короткого замыкания может вызывать затруднения из-за быстрого нагрева машины, что приводит к изменению активных сопротивлений статора и ротора. Для корректного пересчета тока короткого замыкания на заданную расчетную температуру, одинаковую для всех сравниваемых машин (обычно  $20^\circ\text{C}$ ), требуется измерение во время опыта температуры обмоток статора и ротора. Кроме того, во избежание недопустимого перегрева машины опыт должен быть кратковременным. Поэтому ток короткого замыкания также не может быть рекомендован в качестве базовой величины.

Экспериментальное определение тока холостого хода обычно не вызывает сколько-нибудь существенных затруднений. Опыт, в принципе, должен проводиться при синхронной скорости вращения, однако погрешности, вызванные тем, что скорость реального холостого хода несколько отличается от синхронной, обычно могут считаться допустимыми. Нагрев обмотки статора во время опыта обычно незначителен и легко может определяться путем измерения сопротивления обмотки. Так как при расчете электромагнитных переходных процессов потери в стали, как правило, не учитываются, то из изме-

ренного тока холостого хода исключают составляющую, определяемую потерями в стали. Вместо тока холостого хода, из которого исключена составляющая, определяемая потерями в стали, в качестве базовой величины, в виде равноценной альтернативы, может применяться полное фазовое сопротивление холостого хода, т.е. сопротивление

$$Z_1 = r_1 + j(x_\sigma + x_m). \quad (II)$$

Вместо полного сопротивления в качестве базовой величины, в принципе, может применяться одна из составляющих этого сопротивления (активная или индуктивная). Из этих составляющих наиболее просто может измеряться активное сопротивление статора. Кроме того, активное сопротивление статора не зависит от скорости вращения и магнитного насыщения машины и часто практически не изменяется также при изменении частоты приложенного напряжения. Поэтому эту величину можно считать, в принципе, вполне подходящей в качестве базовой для расчета относительных величин. Базовым током в таком случае был бы ток

$$I_\delta = \frac{U_\delta}{r_\delta} = \frac{U_{нф}}{r_{1ф}}, \quad (I2)$$

где  $U_\delta$  — базовое напряжение (номинальное фазное напряжение статора);

$r_\delta$  — базовое сопротивление (фазное активное сопротивление обмотки статора при 20 °С, измеренное при номинальной частоте приложенного напряжения, или, если зависимость его от частоты выражена достаточно слабо, при постоянном токе).

Ток  $I_\delta$  в формуле (I2) физически может представляться как ток короткого замыкания машины при включении на постоянное напряжение, равное номинальному.

Из-за большого значения базового тока по формуле (I2) числовые значения относительных токов реальных переходных и установившихся режимов весьма малы (приблизительно в пределах 0,01...0,1); очень малы также числовые значения относительного вращающего момента в тех же режимах (приблизительно в пределах 0,01...0,1). Это создает известные неудобства в проведении расчетов и лишает результаты расчета наглядности. Кроме того, существуют упрощенные методы

расчета, в которых активное сопротивление обмотки статора принимается равным нулю. Поэтому, несмотря на простоту и надежность экспериментального определения, активное сопротивление статора не может приниматься в качестве базовой величины.

При экспериментальном определении индуктивного сопротивления идеального холостого хода как проведение эксперимента, так и обработка экспериментальных данных требует больших затрат труда. Однако это сопротивление хорошо характеризует электромагнитную систему машины, не зависит от температуры обмотки и не приводит ее к неестественно малым или большим числовым значениям относительного тока или вращающего момента. Упрощенно, с небольшой погрешностью, эта величина может определяться по току холостого хода машины, который часто бывает известен.

После взвешивания достоинств и недостатков различных возможных базовых величин и учитывая также накопленный опыт их практического применения, можно рекомендовать следующие независимые друг от друга основные базовые величины:

- 1) номинальное фазное напряжение статора  $U_{\delta} = U_{нф}$ ;
- 2) индуктивное сопротивление идеального холостого хода машины, измеренное при номинальной частоте и номинальном напряжении  $x_{\delta} = x_{оф}(U_{н}, F_{н})$ ;
- 3) время  $t_{\delta} = 1/(2\pi f_{н})$ ;
- 4) синхронная скорость вращения  $\omega_{\delta} = 2\pi f_{н}/p$ .

Остальными базовыми величинами, зависящими от вышеприведенных четырех основных, являются

- базовый фазный ток  $I_{\delta} = U_{\delta}/x_{\delta}$ ;
- базовая трехфазная мощность  $S_{\delta} = 3U_{\delta}^2/x_{\delta}$ ;
- базовый вращающий момент  $M_{\delta} = S_{\delta}/\omega_{\delta} = 3pU_{\delta}^2/2\pi f_{н}x_{\delta}$ ;
- базовая угловая частота приложенного напряжения  $2\pi f_{н}$ .

## Л и т е р а т у р а

1. Park, R. H. Two-Reaction Theory of Synchronous Machine. Parts 1 and 2. Trans. AIEE, 48, 1929, July, pp pp, 716...730; 54, 1933, pp. 352...371.

2. Н е м м е т е r, Н. Kritisches zur Theorie der Streuung. Archiv für Elektrotechnik, 15, 1925, 3, S. 193... 215.

3. J o r d a n, Н., К л и м а, V., К о в а́ с с, К. Р. Asynchronmaschinen. Braunschweig, Vieweg, 1975, 531.

4. Р и с т х е й н Э.М. Схема замещения асинхронной машины при исследовании электромагнитных переходных процессов. Электромеханика, ИВУЗ, 1960, II, с. 49...53.

5. Е ф и м е н к о Е.И., Д о п у х и н а Е.М. Преобразованная схема замещения асинхронной машины. - Электричество , 1977, № 2, с. 69-71.

A. Arusoo, E. Risthein

Use of the Dimensionless Units for Calculating  
Electromagnetic Transient Processes of the  
Asynchronous Electrical Drive

Summary

An analysis of the substitution schemes taking into consideration the possibility of experimentally determining parameters of the asynchronous machine is given. A system of the dimensionless units for calculating electromagnetic transient processes is suggested.





Арусоо А.К., Ристхейн Э.М.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ,  
ВРАЩАЮЩЕЙСЯ СО СИНХРОННОЙ СКОРОСТЬЮ

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].

Расчет электромагнитных переходных явлений в асинхронном двигателе с допущением постоянства его параметров дает в большинстве случаев результаты, удовлетворяющие требованиям инженерной практики. 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. В настоящей статье рассматриваются некоторые возможности определения параметров асинхронных двигателей в режиме холостого хода.

Известная пятиэлементная Т-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

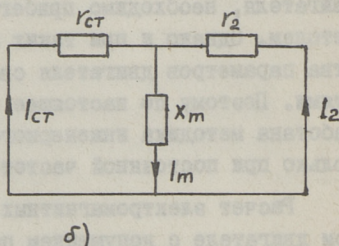
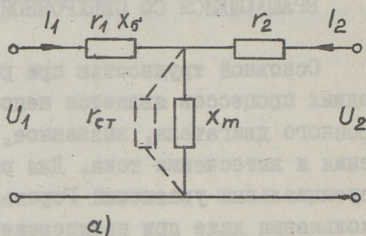
роторной цепи представляет большие трудности при их экспериментальном определении. Поэтому целесообразно преобразование пятиэлементной схемы в эквивалентную четырехэлементную, в которой общее сопротивление рассеяния  $x_{\sigma}$  представляется в статорной цепи. Результаты расчетов электромагнитных переходных процессов, выполняемых с параметрами четырехэлементной схемы замещения, полностью совпадают с соответствующими результатами расчетов на основе пятиэлементной схемы замещения и не требуют дополнительных перерасчетов.

В дальнейшем будем рассматривать электромагнитные переходные процессы в относительных величинах на основе четырехэлементной схемы замещения на фиг. 1, а.

Активное сопротивление обмотки статора может определяться по методам, описанным в государственном стандарте [2] (п. 3...6), т.е. методом вольтметра и амперметра при постоянном токе в практически холодном состоянии. Расчетной температурой определения активного сопротивления обычно принимают  $20^{\circ}\text{C}$ .

Потери в стали при расчете электромагнитных переходных процессов, как правило, не учитываются. Тем не менее, при опытно определенном параметрах эти потери, как и механические потери, необходимо принять во внимание.

По [2] потери в стали рекомендуется определять из опыта холостого хода, проведенного при нескольких значениях приложенного напряжения. Разделение измеряемой активной мощности на потери в обмотке статора, потери в стали и механические потери проводится на основании предположений, что



Фиг. 1.

Схемы замещения асинхронной машины:

- а) четырехэлементная с учетом потерь в стали;
- б) к расчету переходного процесса, возникающего во вращающейся машине после отключения от сети.

— потери в обмотке статора могут вычисляться формулой  $3I_{\phi a}^2 r_{1\phi a}$  ( $I_{\phi a}$  — фазный ток;  $r_{1\phi a}$  — фазное сопротивление статора);

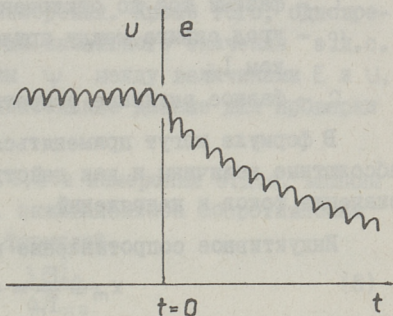
— потери в стали  $\Delta P_{\text{ста}}$  пропорциональны квадрату приложенного напряжения  $U_a$ ;

— механические потери  $\Delta P_{\text{мех}}$  не зависят от напряжения.

Для экспериментального определения индуктивных сопротивлений  $\chi_{\sigma}$  и  $\chi_m$ , а также коэффициента рассеяния, может использоваться опыт отключения машины от сети при синхронной (или близкой к синхронной) скорости вращения [3].

В режиме идеального холостого хода ток ротора  $I_2 = 0$ , а установившийся ток статора определяется приложенным напряжением и эквивалентными сопротивлениями  $r_1, \chi_{\sigma}, \chi_m$  и  $r_{\text{ста}}$ . При отключении машины от сети ток в обмотке статора за короткое время, определяемое временем размыкания контактов коммутационного аппарата и временем гашения дуги, превращается в нуль. В машине, однако, сохраняется магнитный поток, сцепленный с обмоткой ротора, возбуждаемой скачкообразно возникшим током ротора и индуктирующей э.д.с. в обмотке статора. Начальное значение этой э.д.с. равно падению напряжения (до отключения) на сопротивлении  $\chi_m$  схемы замещения. Магнитный поток и вместе с ним э.д.с. статора затухают со скоростью, определяемой параметрами ротора и потерями в стали, процесс близок к экспоненциальной.

Для облегчения измерений и обработки полученных осциллограмм рекомендуется измерять не отдельные фазные или линейные напряжения статора, а выпрямленное трехфазное напряжение. Получаемая таким образом осциллограмма изображена на фиг. 2. По такой осциллограмме легко проверить также симметричность напряжений.



Фиг. 2.

Осциллограмма трехфазного выпрямленного напряжения на зажимах статора до и после отключения вращающейся со синхронной скоростью машины от сети.

В соответствии с фиг. 1 и векторной диаграммой напряжений и токов установившегося режима (фиг. 3) легко доказать, что индуктивное сопротивление рассеяния

$$x_{\sigma} = \frac{U \sin \varphi - \sqrt{E^2 - (U \cos \varphi - I r_1)^2}}{I}, \quad (1)$$

где  $U$  — приложенное фазное напряжение перед отключением от сети;

$E$  — начальное значение фазной э.д.с. после отключения от сети;

$I$  — фазный ток до отключения от сети;

$\varphi$  — угол сдвига между приложенным напряжением  $U$  и током  $I$ ;

$r_1$  — фазное активное сопротивление обмотки статора.

В формуле могут применяться как относительные, так и абсолютные величины и как действующие, так и амплитудные значения токов и напряжений.

Индуктивное сопротивление намагничивания

$$x_m = \frac{E}{I_m} \approx \frac{E}{I}, \quad (2)$$

где  $I_m$  — ток намагничивания после исключения составляющей, учитывающей потери в стали.

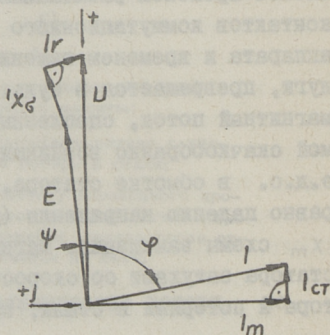
Коэффициент рассеяния машины в соответствии с фиг. 1, а определяется как

$$\sigma = \frac{x_{\sigma}}{x_{\sigma} + x_m}. \quad (3)$$

При желании могут применяться одни или другие упрощения, если возникающие при этом погрешности не выходят за пределы допускаемых. Так, если считать  $r_1 = 0$ , и  $\varphi \approx 90^\circ$ , то

$$x_{\sigma} = \frac{U - E}{I}. \quad (4)$$

Начальное значение э.д.с.  $E$  можно найти путем продления огибающей осциллограммы синусоидального напряжения (фиг. 2) до пересечения с вертикально соответ-



Фиг. 3.

Векторная диаграмма токов и напряжений установившегося режима машины, вращающейся со синхронной скоростью.

вующей моменту отключения. Соответствующий расчет может проводиться методом нелинейной экстраполяции.

Как показывает накопленный опыт, эксперимент отключения машины от сети при синхронной скорости вращения очень хорошо воспроизводится и результаты анализа различных экспериментов хорошо совпадают. Погрешность определения коэффициента рассеяния при графической обработке осциллограмм составляет  $\pm 3\%$ . Вместо графической обработки осциллограмм могут, в принципе, применяться электронные устройства измерения и обработки данных измерения. Кроме того, одновременно с определением амплитуды начального значения э.д.с. может определяться сдвиг фазы  $\psi$  между величинами  $E$  и  $U$ , что позволяет получить дополнительные данные для проверки результатов расчета.

На основании схемы фиг. 1, а и измерения э.д.с. машины в момент отключения от сети, эквивалентное сопротивление потерь в стали определяется формулой

$$r_{стд} = \frac{3E_{\phi д}^2}{\Delta P_{стд}}. \quad (5)$$

В принципе, потери в стали и характеризующие их сопротивления могли бы определяться из векторной диаграммы фиг. 3 по формулам

$$\left. \begin{aligned} I_{ст} &= I \sin(90^\circ - \varphi - \psi), \\ \Delta P_{ст} &= 3EI_{ст}, \\ r_{ст} &= \frac{E}{I_{ст}}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $I_{ст}$  — составляющая тока холостого хода  $I$ , характеризующая потери в стали;

$\varphi$  — сдвиг фаз между напряжением  $U$  и током  $I$ ;

$\psi$  — сдвиг фаз между напряжением  $U$  и э.д.с.  $E$ .

Благодаря двум возможностям определения сопротивления  $r_{ст}$ , одна из них может использоваться для проверки другой.

Процесс затухания э.д.с., индуцированной в области статора после отключения от сети машины, вращающейся со синхронной скоростью, может быть использован для определения активного сопротивления и коэффициента затухания ротора [3].

Схема замещения машины для такого переходного процесса изображена на фиг. 1, б. Операторные уравнения переход-

ного процесса, с учетом ненулевых начальных условий, пишутся в виде:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= r_{ст} I_{ст}(p) + (p+j) x_m [I_{ст}(p) + I_2(p)] - x_m I_m(0), \\ 0 &= r_2 I_2(p) + (p+js) x_m [I_{ст}(p) + I_2(p)] - x_m I_m(0), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $I_m(0)$  — начальное значение тока намагничивания, равное току намагничивания в установившемся режиме до отключения.

Учитывая, что скольжение  $s = 0$ , получаем для тока ротора решение

$$I_2(p) = \frac{(r_{ст} + jx_m)x_m I_m(0)}{px_m(r_{ст} + r_2) + r_2(r_{ст} + jx_m)}, \quad (8)$$

или

$$I_2 = \frac{r_{ст} + jx_m}{r_{ст} + r_2} I_m(0) e^{pt}, \quad (9)$$

где  $p$  — корень характеристического уравнения.

$$px_m(r_{ст} + r_2) + r_2(r_{ст} + jx_m) = 0, \quad (10)$$

который может быть представлен в виде:

$$p = -\frac{r_2}{x_m} \frac{1}{1 + \frac{r_2}{r_{ст}}} - j \frac{r_2}{r_2 + r_{ст}}. \quad (11)$$

Аналогичным путем можно получать ток, характеризующий потери в стали

$$I_{ст} = \frac{r_2 - jx_m}{r_{ст} + r_2} I_m(0) e^{pt} \quad (12)$$

и ток намагничивания

$$I_m = I_2 + I_{ст} = I_m(0) e^{pt}. \quad (13)$$

Все три тока, а также э.д.с.  $E$ , индуцированная в обмотке статора, затухают с коэффициентом затухания

$$\alpha = -\operatorname{Re}[p] = \frac{r_2}{x_m} \frac{1}{1 + \frac{r_2}{r_{ст}}}. \quad (14)$$

Так как параметры  $x_m$  и  $r_{ст}$  известны, то после экспериментального определения коэффициента затухания  $\alpha$  может быть вычислено сопротивление ротора:

$$r_2 = \frac{\alpha x_m}{1 - \frac{\alpha x_m}{r_{ст}}}. \quad (15)$$

В начале переходного процесса магнитное насыщение машины, а вместе с тем индуктивное сопротивление намагничивания и коэффициент затухания  $\alpha$  быстро изменяются, что может затруднять их экспериментальное определение и вызы-

вать дополнительные погрешности. Поэтому, учитывая, что активное сопротивление ротора при  $s = 0$  не зависит от насыщения магнитной цепи машины, можно рекомендовать произвести опыт при пониженном напряжении. Для получения числа экспоненциального переходного процесса обычно достаточно выбрать питающее напряжение машины

$$U \leq 0,75 U_n \quad (I6)$$

Если обмотка статора в номинальном режиме включена в треугольник, то опыт для определения активного сопротивления ротора легче всего проводить при включении обмотки в звезду.

Если опытные данные переходного процесса получены в виде последовательности амплитудных значений индуцированной э.д.с.  $E_m$  через промежутки времени  $1/6 f$  (см. фиг. 2) и если переходный процесс может считаться экспоненциальным (машина не насыщена), то для вычисления коэффициента затухания и начального амплитудного значения э.д.с. могут рекомендоваться формулы обработки экспериментальных данных по методу наименьших квадратов

$$\alpha' = \frac{\sum t'_i \ln E_{mi} - (\sum t'_i)(\sum \ln E_{mi})/n}{\sum t'^2_i - (\sum t'_i)^2/n},$$

$$\alpha = -\frac{3}{\pi} \alpha', \quad (I7)$$

$$E_m(0) = e^{(\sum \ln E_{mi})/n - (\alpha' \sum t'_i)/n}.$$

где  $t'_i$  — относительное время с начала переходного процесса в случае, когда базовым промежутком времени принят  $1/6 f$  (одна шестая часть периода э.д.с.);

$E_{mi}$  — амплитудное значение индуцированной э.д.с. в момент  $t'_i$ ;

$n$  — количество точек измерения  $E_{mi}$  и  $t'_i$  (можно рекомендовать  $n = 6k$ , где  $k$  — целое число);

$\alpha'$  — коэффициент затухания, отнесенный к базовому времени  $1/6 f$ .

Расчеты легко производятся на программируемых микрокалькуляторах и настольных ЭВМ с применением типовых программ.

При достаточно большом количестве экспериментальных точек (например, 12) погрешность определения коэффициента за-

тухания  $\alpha$  и активного сопротивления ротора  $r_2$  остается в пределах  $\pm 2\%$  и определяется, по существу, только классом используемых измерительных приборов.

Для проведения вышеописанных опытов необходимо следующее основное оборудование:

1. Приводной двигатель, позволяющий получить стабильную синхронную скорость вращения и рассчитанный, как минимум, на мощность холостого хода испытуемого двигателя. Наиболее удобно применение синхронного (или синхронизированного асинхронного) двигателя, однако могут применяться и двигатели постоянного тока.

2. Жесткая муфта между приводным и испытуемым двигателями, не вызывающая колебаний скорости в переходных режимах.

3. Комплект измерительных приборов для измерения токов, напряжений и мощностей всех 3 фаз со стороны статора.

4. Одно- или двухканальный осциллограф, быстроходный самописец (на 300 Гц) или электронное устройство измерения амплитудных значений трех линейных напряжений.

Для проверки правильности параметров, определенных экспериментальным путем, следует рассчитать по ним какой-либо электромагнитный переходный процесс и сравнить затем эти расчетные данные с данными эксперимента. При скольжении  $s = 0$  наиболее надежно и относительно просто воспроизводятся следующие электромагнитные переходные процессы:

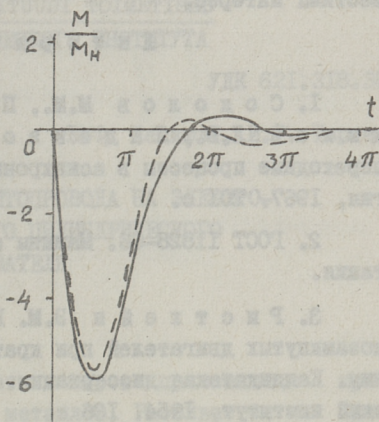
- включение в сеть при отсутствии начального магнитного поля машины;
- трехфазное короткое замыкание на зажимах статора, подключенное к питающей сети.

Наиболее подходящей изменяющейся во время переходного процесса величиной, по которой могут сравниваться расчетные и экспериментальные данные, является вращающий момент. Измерение этой величины может в настоящее время производиться с погрешностью в пределах  $\pm 0,5\%$ .

В качестве примера на фиг. 4 приведено изменение вращающего момента короткозамкнутого асинхронного двигателя А51-6 при трехфазном коротком замыкании параметров, опре-



деленных по изложенной в настоящей работе методике, но без учета их изменения во время переходного процесса. Во время эксперимента скорость вращения машины сильно снижалась (до 50 % от номинальной), так как дополнительные маховые массы не применялись. Вращающий момент был определен по ускорению, с погрешностью порядка  $\pm 8\%$ . Все же проведенное сравнение расчетного и экспериментального вращающего момента показывает хорошее совпадение этих данных в начальной стадии процесса и по максимальному значению момента.



Фиг. 4.

Изменение вращающего момента асинхронного короткозамкнутого двигателя АА51-6 во время трехфазного короткого замыкания на зажимах подключенного к сети статора:

1 — расчет; 2 — эксперимент.

Проведенные исследования показывают, что методом отключения от сети при синхронной скорости вращения могут надежно и с достаточной малой погрешностью (в пределах  $\pm 3\%$ ) определяться

все параметры асинхронной машины, необходимые для расчета электромагнитных переходных процессов, происходящих при синхронной или близких к синхронной скорости вращения. При помощи регулируемого источника напряжения легко определить зависимость параметров от напряжения.

Экспериментальное оборудование нельзя считать сложным. Время проведения всех необходимых измерений при одном значении питающего напряжения находится, в зависимости от применяемых измерительных приборов, в пределах 15...30 минут. Возможна автоматизация процесса измерений.

Опыт может проводиться, в принципе, при скорости реального холостого хода (при скольжениях порядка 0,0002...0,0005), т.е. в отсутствие приводного двигателя. В этом случае формулы для расчета параметров несколько усложняются и появляются дополнительные погрешности. Этот вопрос

в настоящей работе специально не исследовался, хотя из-за упрощения экспериментальной установки он представляет известный интерес.

### Л и т е р а т у р а

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

2. ГОСТ И1828-66: Машины электрические. Методы испытания.

3. Ристхейн Э.М. Поведение асинхронных короткозамкнутых двигателей при кратковременных перерывах питания. Кандидатская диссертация. М., Московский энергетический институт, 1954. 136 с.

A. Arusoo, E. Risthein

#### The Determination of the Parameters of the Asynchronous Machine, Rotating with Synchronous Speed

##### Summary

A five-element substitution scheme and a system of differential equations with dimensionless units based on this scheme are given. Various possibilities of determining parameters for calculating electromagnetic transient processes are considered. A method of determining parameters based on the results of static and disengage tests motor rotating with synchronous speed is suggested.

Б.Ф. Кескюла, И.Р. Тергем

ВЛИЯНИЕ НАРУЖНОГО МАГНИТОПРОВОДА НА ЭЛЕКТРО-  
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ЛИНЕЙНОГО ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО  
ИНДУКЦИОННОГО ПЕРЕМЕШИВАТЕЛЯ

## Введение

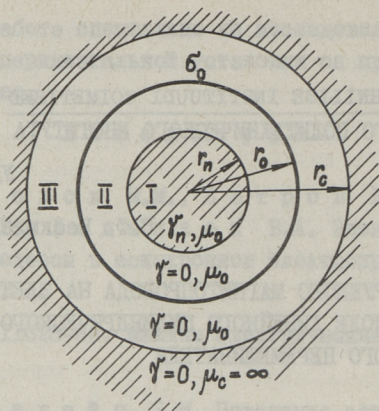
Индукционные перемешиватели широко применяются при перемешивании расплавленных металлов. Развивается их применение в производстве полупроводниковых материалов. При небольших объемах перемешиваемого расплава целесообразно использовать наружные цилиндрические перемешиватели. Эти перемешиватели могут выполняться также в виде совмещенных перемешивателей, в которых обмотка индуктора выполняет также роль нагревательных элементов.

Из-за высокой температуры расплава и нагревательных элементов, охватывающих расплав, приходится или отказаться от ферромагнитных магнитопроводов или установить их снаружи на некотором расстоянии от обмотки индуктора. В настоящей работе рассматривается влияние наружного ферромагнитного магнитопровода на электромагнитное поле линейного цилиндрического индукционного перемешивателя (ЦЛИП).

Электромагнитное поле ЦЛИП

Расчетная модель ЦЛИП приведена на фиг. 1, где I - цилиндрическая область с перемешиваемым расплавом с радиусом  $r_n$  и удельной электропроводностью  $\gamma_n$ ; II - изоляционный зазор между расплавом и обмоткой индуктора, III - изоляционный зазор между обмоткой индуктора и наружным ферромагнитным магнитопроводом с радиусом расточки  $r_c$ .

Для упрощения анализа обмотку индуктора со средним радиусом  $r_0$  принимаем бесконечно тонкой с заданной линей-



Фиг. 1.

ной плотностью тока  $\sigma_0$ . Длину индуктора предполагаем намного превышающей длину зоны расплава и поэтому торцовые эффекты не учитываем.

Магнитная проницаемость магнитопровода  $\mu_c = \infty$ , остального объема  $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^7$  Г/м.

Рассматриваем поле, создаваемое только основной гармоникой тока индуктора. При принятых предположениях линейная плотность тока индуктора имеет только тангенциальную составляющую, которая изменяется синусоидально во времени и по оси  $z$  цилиндрической системы координат  $(r, \varphi, z)$ :

$$\sigma_0 = \sigma_{0m} \sin(\omega t - \alpha z) = \text{Im} [\sigma_{0m} e^{j(\omega t - \alpha z)}], \quad (1)$$

где  $\sigma_{0m}$  — амплитуда линейной плотности тока;

$\omega$  — угловая частота;

$t$  — время;

$\alpha$  — параметр, определяемый полюсным делением индуктора  $\tau$ :

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau}, \quad (2)$$

$j$  — мнимая единица.

Векторный потенциал, описывающий электромагнитное поле, имеет тогда также только одну составляющую  $\vec{A} = A \vec{u}_\varphi$ , записываемую в комплексной форме

$$A = \text{Im} [\dot{A}_m(r) e^{j(\omega t - \alpha z)}], \quad (3)$$

где  $\dot{A}_m(r)$  — комплексная амплитуда векторного потенциала, зависящая от радиуса  $r$ .

Из условия [I]

$$\text{rot rot } \vec{A} = -\gamma \mu_0 \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (4)$$

получим для определения векторного потенциала дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2 \dot{A}_m(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d \dot{A}_m(r)}{dr} - \left( \frac{1}{r^2} + \alpha^2 + j\omega s \gamma \mu_0 \right) \dot{A}_m(r) = 0, \quad (5)$$

где  $s$  — скольжение перемешиваемого расплава относительно поля, приблизительно равное единице.

Решение (5) имеет вид [2, 3]:

$$\dot{A}_{mk}(r) = C_k I_1(\lambda_k r) + D_k K_1(\lambda_k r), \quad (6)$$

где  $C_k$  и  $D_k$  — постоянные интегрирования;

$$\lambda_k = \sqrt{\alpha^2 + j\omega s \gamma \mu_0}, \quad (7)$$

$I_1(\lambda_k r)$ ,  $K_1(\lambda_k r)$  — модифицированные функции Бесселя первого порядка от комплексного аргумента  $\lambda_k r$ ,  $k \in \{1, 2, 3\}$  соответственно для областей I, II, III.

Для непроводящих областей II и III  $\lambda_2 = \lambda_3 = \alpha$ .

Согласно определению [I]

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (8)$$

получим для комплексных амплитуд радиальной и тангенциальной составляющих магнитной индукции выражения

$$\dot{B}_{mrk} = j\alpha [C_k I_1(\lambda_k r) + D_k K_1(\lambda_k r)], \quad (9)$$

$$\dot{B}_{mzk} = \lambda_k [C_k I_0(\lambda_k r) - D_k K_0(\lambda_k r)], \quad (10)$$

где  $I_0(\lambda_k r)$ ,  $K_0(\lambda_k r)$  — модифицированные функции Бесселя нулевого порядка от аргумента  $\lambda_k r$ .

Коэффициенты интегрирования  $C_k$  и  $D_k$  определяем из граничных условий при  $r \in \{0, r_n, r_0, r_c\}$ .

Используя эти условия, получим для области расплава

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \mu_0 \sigma_{om} r_0 \frac{K_1(\alpha r_0)}{\alpha r_n \Delta} \left[ 1 + \frac{I_1(\alpha r_0)}{K_1(\alpha r_0)} \frac{K_0(\alpha r_c)}{I_0(\alpha r_c)} \right] \\ D_1 &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (11)$$

где

$$\Delta = \frac{\lambda_1 I_0(\lambda_1 r_n) K_1(\alpha r_n)}{\alpha} \left[ 1 + \frac{I_1(\alpha r_n) K_0(\alpha r_c)}{K_1(\alpha r_n) I_0(\alpha r_c)} \right] - \\ - I_1(\lambda_1 r_n) K_0(\alpha r_n) \left[ 1 - \frac{I_0(\alpha r_n) K_0(\alpha r_c)}{K_0(\alpha r_n) I_0(\alpha r_c)} \right]. \quad (I2)$$

Комплексные амплитуды составляющих вектора магнитной индукции и плотности тока в расплаве выражаются формулами:

$$\dot{B}_{mr1} = j \alpha C_1 I_1(\lambda_1 r), \quad (I3)$$

$$\dot{B}_{mz1} = \lambda_1 C_1 I_0(\lambda_1 r), \quad (I4)$$

$$\dot{\delta}_m = -j \omega s \gamma_n C_1 I_1(\lambda_1 r). \quad (I5)$$

Принимая в формулах (II)...(I4)  $\gamma_n = 0$ , получим выражения магнитной индукции первичного поля индуктора:

$$\dot{B}'_{mr1} = j \mu_0 \sigma_{om} \alpha r_0 K_1(\alpha r_0) K_B I_1(\alpha r), \quad (I6)$$

$$\dot{B}'_{mz1} = \mu_0 \sigma_{om} \alpha r_0 K_1(\alpha r_0) K_B I_0(\alpha r), \quad (I7)$$

где

$$K_B = 1 + \frac{I_1(\alpha r_0) K_0(\alpha r_c)}{K_1(\alpha r_0) I_0(\alpha r_c)}. \quad (I8)$$

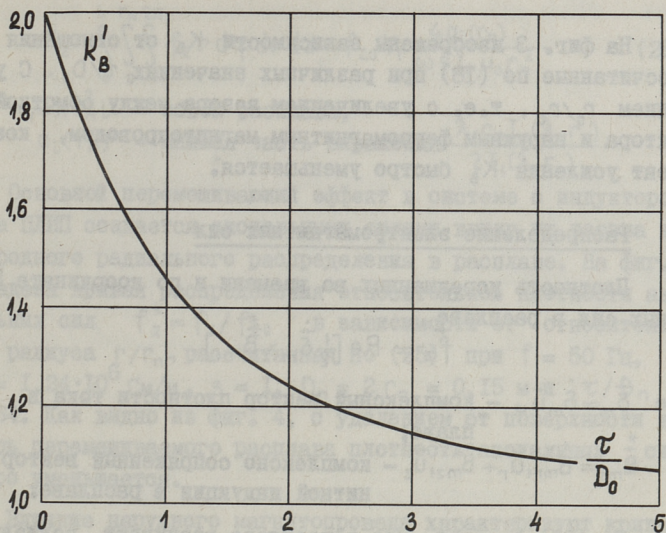
Коэффициент  $K_B$  характеризует влияние наружного магнитопровода на магнитное поле индуктора и поэтому может быть назван коэффициентом усиления магнитопровода. При отсутствии внешнего ферромагнитного магнитопровода, т.е. при  $r_c = \infty$ , коэффициент усиления

$$K_B |_{r_c = \infty} = 1. \quad (I9)$$

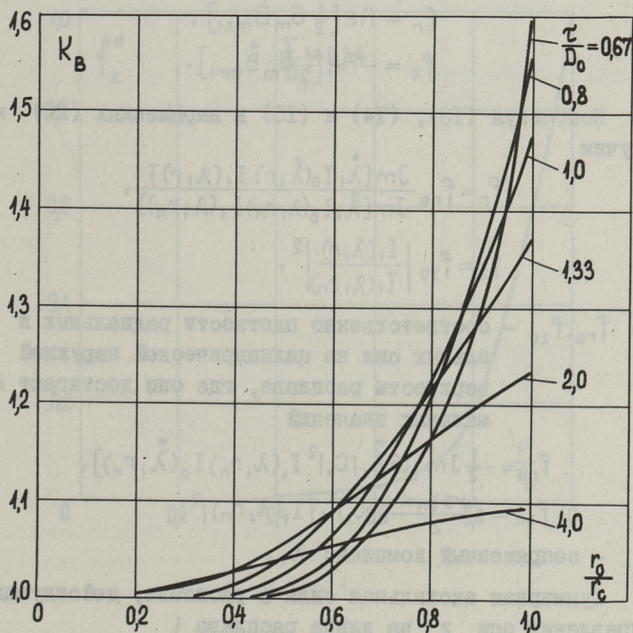
В другом предельном случае, когда обмотка находится на поверхности расточки магнитопровода ( $r_c = r_0$ ), выражение  $K_B$  приводится к виду

$$K'_B = K_B |_{r_c = r_0} = \frac{1}{\alpha r_0 I_0(\alpha r_0) K_1(\alpha r_0)}. \quad (20)$$

На фиг. 2 приведена зависимость  $K'_B$  от относительного полюсного деления индуктора  $\tau/D_0$ , где  $D_0 = 2r_0$ . Как видно из фигуры, коэффициент усиления  $K'_B$  значительно зависит от величины относительного полюсного деления, уменьшаясь с увеличением  $\tau/D_0$ .



Фиг. 2.



Фиг. 3.

На фиг. 3 изображены зависимости  $K_B$  от отношения  $r_0/r_c$ , рассчитанные по (18) при различных значениях  $\tau/D_0$ . С уменьшением  $r_0/r_c$ , т.е. с увеличением зазора между обмоткой индуктора и наружным ферромагнитным магнитопроводом, коэффициент усиления  $K_B$  быстро уменьшается.

### Распределение электромагнитных сил

Плотность усредненных во времени и по координате  $E$  объемных сил в расплаве

$$\vec{f}_z = \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{2} \dot{\delta}_m \times \overset{*}{B}_{mz} \right], \quad (21)$$

где  $\dot{\delta}_m = \dot{\delta}_m \vec{u}_\varphi$  — комплексный вектор плотности тока в расплаве;  
 $\overset{*}{B}_{mz} = \overset{*}{B}_{mr} \vec{u}_r + \overset{*}{B}_{mz} \vec{u}_z$  — комплексно сопряженный вектор магнитной индукции в расплаве.

Из (21) следует, что в расплаве возникают радиальные и аксиальные силы плотностью

$$f_r = \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{2} \dot{\delta}_m \overset{*}{B}_{mz} \right], \quad (22)$$

$$f_z = -\operatorname{Re} \left[ \frac{1}{2} \dot{\delta}_m \overset{*}{B}_{mr} \right]. \quad (23)$$

Используя (13), (14) и (15) в выражениях (22) и (23), получим

$$f_r = f_{r0} \frac{\operatorname{Im}[\lambda_1^* I_0(\lambda_1, r) I_1(\lambda_1, r)]}{\operatorname{Im}[\lambda_1^* I_0(\lambda_1, r_n) I_1(\lambda_1, r_n)]}, \quad (24)$$

$$f_z = f_{z0} \left| \frac{I_1(\lambda_1, r)}{I_1(\lambda_1, r_n)} \right|^2, \quad (25)$$

где  $f_{r0}, f_{z0}$  — соответственно плотности радиальных и аксиальных сил на цилиндрической наружной поверхности расплава, где они достигают максимальных значений

$$f_{r0} = -\frac{1}{2} \operatorname{Im} [\omega \lambda_1^* |C_1|^2 I_1(\lambda_1, r_n) I_0(\lambda_1, r_n)], \quad (26)$$

$$f_{z0} = \frac{\omega s \gamma_n \alpha}{2} |C_1|^2 |I_1(\lambda_1, r_n)|^2. \quad (27)$$

$\lambda_1^*$  — сопряженный комплекс  $\lambda_1$ .

Суммарная аксиальная сила в расплаве, действующая в направлении оси  $z$  на длине расплава  $l$

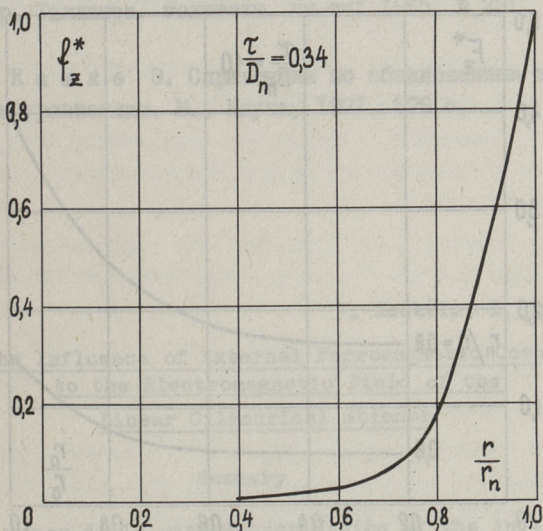


$$F_z = \int_0^l \int_0^{r_n} \int_0^{2\pi} f_z r d\varphi dr dz = f_{z0} V_1 \frac{4a_i(r_n)}{\omega s \gamma_n \mu_0 r_n^2}, \quad (28)$$

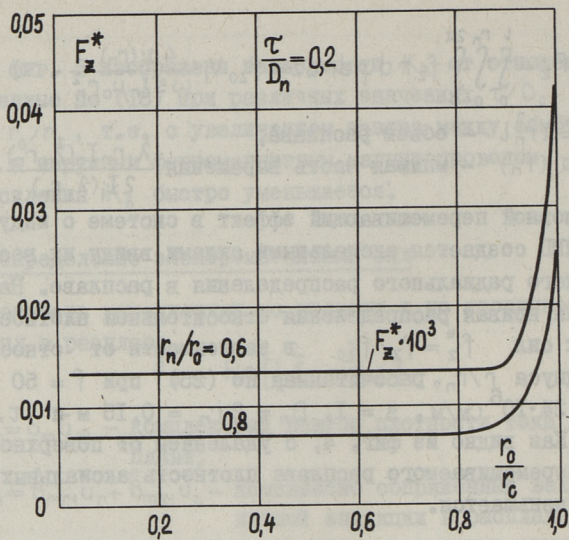
где  $V_1 = \pi r_n^2 l$  — объем расплава;  
 $a_i(r_n)$  — мнимая часть выражения  $\frac{\lambda_1 r_n I_0(\lambda_1 r_n)}{2 I_1(\lambda_1 r_n)}$ .

Основной перемешивающий эффект в системе с индуктором типа ЦЛИП создается аксиальными силами ввиду их весьма неоднородного радиального распределения в расплаве. На фиг. 4 приведена кривая распределения относительной плотности аксиальных сил  $f_z^* = f_z / f_{z0}$  в зависимости от относительного радиуса  $r/r_n$ , рассчитанная по (25) при  $f = 50$  Гц,  $\gamma_n = 1,24 \cdot 10^6$  См/м,  $s = 1$ ,  $D_n = 2 r_n = 0,15$  м и  $\tau / D_n = 0,34$ . Как видно из фиг. 4, с удалением от поверхности во внутрь перемешиваемого расплава плотность аксиальных сил быстро уменьшается.

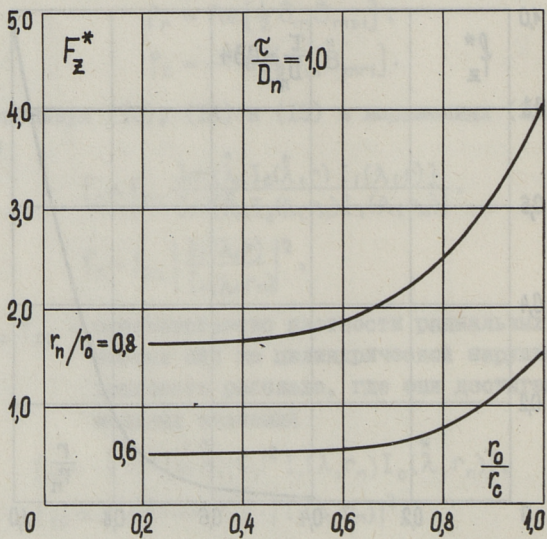
Влияние наружного магнитопровода характеризуют кривые, изображенные на фиг. 5 и 6, где  $F_z^* = F_z / (\mu_0 \sigma_{om}^2 V_1)$  является



Фиг. 4.



Фиг. 5.



Фиг. 6.

приведенной интегральной силой в расплаве. Как видно из этих кривых, применение наружного ферромагнитного магнитопровода оправдывает себя только в тех случаях, когда  $r_0/r_c$  более 0,7...0,8.

При  $r_0/r_c$  меньше указанных значений применение ферромагнитного магнитопровода заметного усиления электромагнитных сил не дает и, таким образом, себя не оправдывает. Поэтому наружный ферромагнитный магнитопровод может быть использован только в самостоятельных перемешивателях, где обмотка индуктора может располагаться либо в пазах магнитопровода, либо в непосредственной близости от магнитопровода.

### Л и т е р а т у р а

1. В о л ь д е к А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л., Энергия, 1970. 272 с.

2. К в л ь м Э.Г., Я н е с Х.И. Об электромагнитном расчете цилиндрических насосов без ферромагнитного сердечника. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1965, № 231, с. 3-12.

3. К а м к е Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М., Наука, 1971. 576 с.

V. Kesküla, I. Tergem

#### The Influence of External Ferromagnetic Cover to the Electromagnetic Field of the Linear Cylindrical Stirrer

#### Summary

The paper deals with investigation of the influence of external ferromagnetic cover to the electromagnetic field of a linear cylindrical stirrer.

## С о д е р ж а н и е

1. Лойгом В.В., Саккос Х.А., Тийсмус Х.А. Системы автоматической стабилизации подачи МГД-приводов.	3
2. Ирс Р.Р., Томсон Я.Я., Хансберг В.Э. Тиристорный преобразователь частоты для частотного управления МГД-устройств.....	13
3. Лаугис Ю.Я., Лехтла Т.В., Тээметс Р.А. Особенности расчета двухцелевого линейного электропривода.....	27
4. Лехтла Т.В., Тээметс Р.А., Лаугис Ю.Я. Определение расчетной модели линейного электропривода с дискретной вторичной системой.....	35
5. Будиг П.-К. Временные зависимости среднего вращающего момента двигателей постоянного тока при питании их экспоненциально изменяющимся пульсирующим током.....	45
6. Кронберг М. Стандартное управляющее устройство с интегральной микросхемой.....	51
7. Тиммель Х. Уменьшение поперечного краевого эффекта в линейных двигателях бегущего поля с прорезанным бегуном.....	65
8. Арусоо А.К., Ристхейн Э.М. Применение относительных величин в расчетах электромагнитных переходных процессов асинхронного электропривода.....	85
9. Арусоо А.К., Ристхейн Э.М. Определение параметров асинхронной машины, вращающейся со синхронной скоростью.....	95
10. Кескюла В.Ф., Тергем И.Р. Влияние наружного магнитопровода на электромагнитное поле линейного цилиндрического индукционного перемешивателя.....	105



ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Труды ТПИ № 476

ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СРЕДСТВ  
ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ЖИДКИХ МЕТАЛЛОВ

Сборник трудов ХУ1

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 28 мая 1979 года

Редактор Т. Веске. Технический редактор Л. Лоопер

Подписано к печати 5 дек. 1979 года. Бумага 60x90/16

Печ. л. 7,25 + 0,5 приложение. Уч.-изд. л. 6,64. Тираж 300. МВ-04128

Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9. Зак. № 775. Цена 1 рубль





Цена 1 руб.