

Ep. 6.1
518

ISSN 0136-3549
0320-3336

TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

518

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

ТРИ
'81

ИССЛЕДОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
И
ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ
УСТРОЙСТВ
СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ



Ep.6.7

518

**ТРИ
'81**

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.3

**ИССЛЕДОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
И
ЭЛЕКТРОМАШИНЫХ
УСТРОЙСТВ
СПЕЦИАЛЬНОГО
НАЗНАЧЕНИЯ**

Электромеханика X1

Таллин 1981

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Труды ТПИ № 518

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И

ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ УСТРОЙСТВ

СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Электромеханика X1

Редактор Р. Вырк. Техн. редактор В. Ранник

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 5 июня 1981

Подписано к печати 9 декабря 1981. Формат 60x90/16

Печ. л. 4,5+0,25 приложение. Уч.-изд. л. 4,11. Тираж 300

МВ-10776. Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскля, 2/8. Зак. № 754

Цена 60 коп.

© Таллинский политехнический институт, 1981



АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИЙ ЛИНЕЙНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, УПРАВЛЯЕМЫХ ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

Введение. Асинхронные линейные электродвигатели давно известны и находят довольно широкое применение. Они отличаются простотой и надежностью, но имеют существенный недостаток: сложность управления скоростью движения. Простого технического решения с хорошими техническими и экономическими показателями еще не найдено.

Известные способы управления скоростью движения линейных асинхронных двигателей (ЛАД) следующие:

- 1 - изменение напряжения питания;
- 2 - применение дополнительных активных или индуктивных сопротивлений в цепи обмотки индуктора;
- 3 - несимметричные схемы включения индуктора в сеть;
- 4 - импульсное управление;
- 5 - изменение величины полюсного деления переключением обмотки индуктора;
- 6 - каскадное управление;
- 7 - изменение свойств материала вторичной системы;
- 8 - изменение величины воздушного зазора;
- 9 - частотное управление;
- 10 - подмагничивание индукторов постоянным током.

Основными достоинствами первых четырех способов является их относительная простота и надежность, существенный недостаток заключается в больших потерях при работе на низких скоростях движения. Недостатком пятого способа является отсутствие возможности плавного управления скоростью движения, хотя экономические показатели хорошие. Каскадное управление связано с дополнительным оборудованием и его целесообразно применять при одновременном управлении несколькими двигателями. Седьмой и восьмой способы

позволяют управлять скоростью в сравнительно небольшом диапазоне.

Перспективным методом управления можно считать управление частотой и напряжением с помощью тиристорного регулятора. Управление скоростью движения в этой системе может осуществляться плавно, в широком диапазоне, вверх и вниз от естественной характеристики. Недостатками такого способа управления являются относительная громоздкость и высокая стоимость питающей установки, а также генерирование высших гармоник.

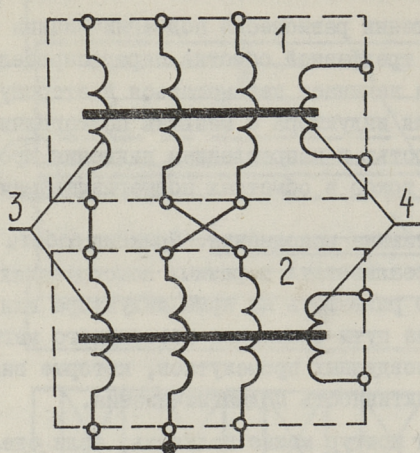
Известные методы управления скоростью движения связаны с внешними устройствами, которые включаются в цепь двигателя. Чтобы повысить надежность и компактность двигателя, целесообразно использовать сам двигатель одновременно также в качестве средства управления.

Одним из возможных вариантов разработки такого управляемого ЛАД является использование подмагничивания индукторов постоянным током. В 1978 году на подобный двигатель выдано авторское свидетельство [1].

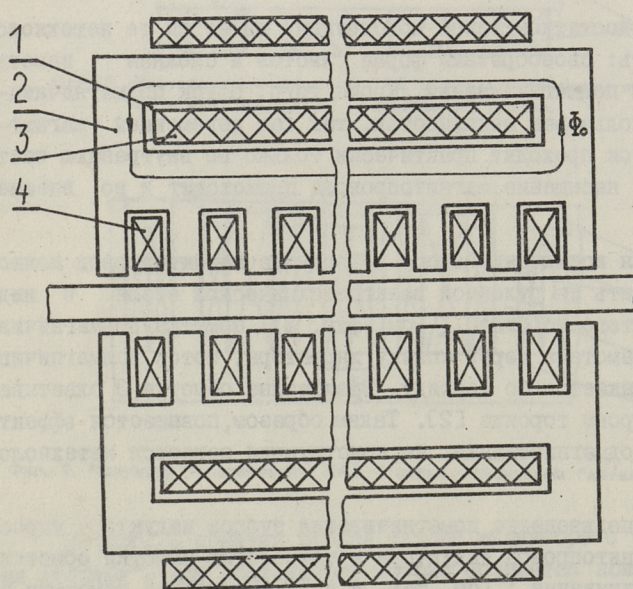
Принцип работы. Принципиальная схема управляемого ЛАД показана на фиг. 1. Двигатель содержит два индуктора I и 2. Сердечники индукторов изготовлены из электрической стали. В пазах индуктора размещены две обмотки: трехфазные рабочие обмотки переменного тока 3 и обмотка управления 4 для подмагничивания индуктора постоянным током. Между индукторами находится жидко- или твердометаллическая вторичная система.

Управление скоростью движения основывается на свойстве ферромагнитного материала изменять свои качества при подмагничивании постоянным током.

Без подмагничивания напряжения, приложенные к трехфазным обмоткам индукторов, равны, так как рабочие обмотки включены последовательно и индукторы являются одинаковыми. При этом магнитные поля индукторов направлены встречно. В этом случае величины сил встречных магнитных полей индукторов, воздействующих на вторичную систему, также равны и поэтому вторичная система неподвижная.



Фиг. 1. Принципиальная схема управляемого ЛАД.



Фиг. 2. Продольный разрез управляемого ЛАД с подмагничиванием ярма индукторов.

При нарушении равновесия подмагничивания напряжение, приложенное к трехфазной обмотке, перераспределяется, вторичная система начинает перемещаться в сторону движения магнитного поля индуктора с меньшим подмагничиванием. Управление скоростью и направлением движения происходит путем изменения токов в обмотках подмагничивания.

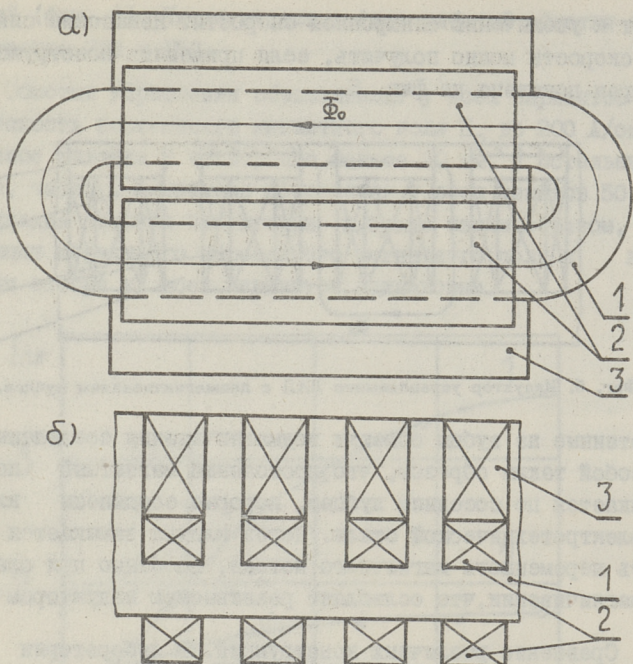
Конструктивные исполнения. Принцип работы управляемого ЛАД возможно реализовать в разных конструкциях. Обмотки управления можно размещать на ярме индуктора или на зубцах. Важно, чтобы на пути замыкания постоянного магнитного потока не было воздушных промежутков, которые значительно уменьшают эффективность подмагничивания.

Замкнутый контур можно получить, если сделать в ярме пакета индуктора щель I (см. фиг. 2), через которую намотана на магнитопровод 2 обмотка подмагничивания 3. Рабочие обмотки 4 размещены в пазах индуктора как у обычных ЛАД [1].

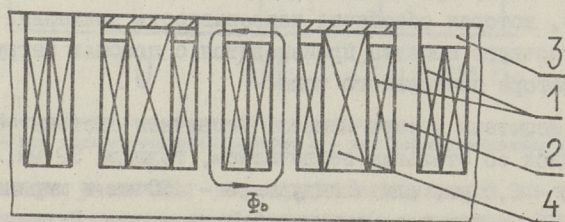
Недостатком такой конструкции является ее нетехнологичность: своеобразная форма листов и сложная намотка обмотки подмагничивания. Кроме того, поток подмагничивания использован неполностью, так как переменный магнитный поток проходит практически только во внутреннюю часть ярма, а насыщение магнитопровода происходит и во внешней части.

Для исключения этого недостатка магнитопровод можно изготовить из рулонной электротехнической стали в виде сплюснутого тороида I (см. фиг. 3). Обмотка подмагничивания 2 намотана через спинку индуктора, поток подмагничивания замыкается по тороиду. Трехфазные обмотки 3 охватывают обе стороны тороида [2]. Таким образом, повышается эффективность подмагничивания, но конструкция остается нетехнологичной.

Использование подмагничивания зубцов индуктора упрощает магнитопровод индуктора и технологию намотки обмотки подмагничивания I (см. фиг. 4 и 5). Последние намотаны вокруг зубцов 2. Для замыкания контура постоянного потока пазы через один закрыты клиньями из электротехнической стали 3. Трехфазные обмотки 4 размещены как и у обычных ЛАД.



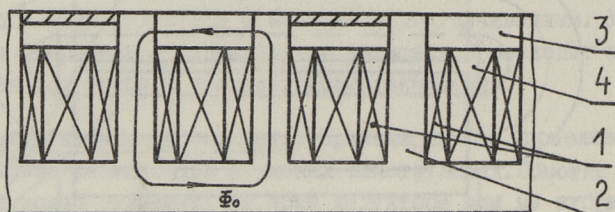
Фиг. 3. Индуктор управляемого ЛАД с подмагничиванием ярма:
а) - вид сверху; б) - продольный разрез.



Фиг. 4. Индуктор управляемого ЛАД с подмагничиванием "активных зубцов".

На фиг. 4 показан разрез такого индуктора с "активными зубцами". Для постоянного потока создается контур через два зубца, которые соединены клином из электротехнической стали и образуют для переменного потока как бы один зубец. При такой конструкции увеличивается зубцовый шаг, что при-

водит к увеличению синхронной скорости. Невысокие синхронные скорости можно получить, если применить конструкцию, которая показана на фиг. 5.



Фиг. 5. Индуктор управляемого ЛАД с подмагничиванием зубцов.

Намотанные на зубцы обмотки подмагничивания соединены между собой таким образом, что постоянный магнитный поток замыкается по соседним зубцам, которые соединены клином из электротехнической стали. Через клинья замыкается и часть переменного магнитного потока, особенно при слабом подмагничивании, что ослабляет развиваемую индуктором силу.

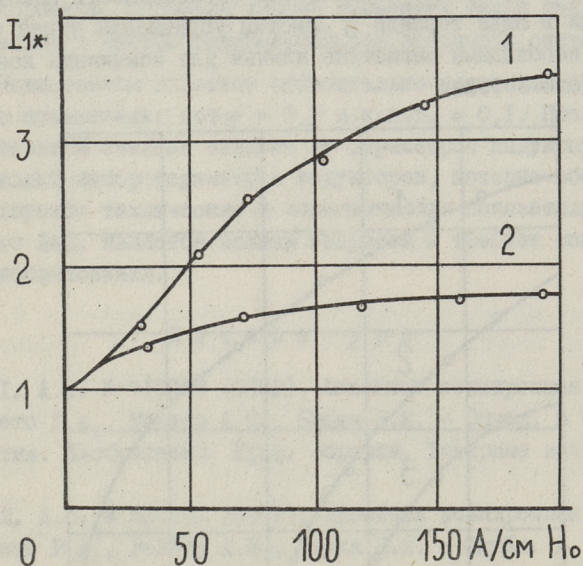
Сравнение различных конструкций. В лаборатории кафедры основ электротехники ТПИ изготовлено несколько макетов управляемого ЛАД, на которых проведены экспериментальные исследования. Макеты испытаны на поворотном столе кафедры электропривода, где вторичная система имеет дисковую форму, которая обеспечит непрерывность движения. Изменение нагрузочного момента производится с помощью нагрузочного генератора постоянного тока.

Испытаны четыре макета. Вторичная система — алюминиевый диск со стальным сердечником, толщина 32 мм, воздушный зазор — 2,5 мм, длина индуктора — 420 мм и ширина индуктора — 70 мм — у всех вариантов одинаковая. Варьируется число витков трехфазной рабочей обмотки и обмотки управления, а также способ намотки последней.

Два индуктора имеют одинаковую обмотку управления, намотанную через ярмо индуктора (фиг. 3). Число витков в фазе рабочей обмотки у первого — 330, у второго — 150. У третьего индуктора обмотки управления намотаны вокруг зубцов и пазы через один закрыты клиньями из электротехнической стали (фиг. 5). Четвертый индуктор имеет "активные

зубцы" (фиг. 4). Число витков в фазе рабочей обмотки соответственно 270 и 150.

Обмотки управления обеспечивают у всех вариантов напряженность постоянного магнитного поля H_0 до 200 А/см. Полусное деление у четвертого макета 90 мм, у остальных 60 мм, частота питающего напряжения у всех макетов 50 Гц. Напряжения питания индукторов выбраны таким образом, что индукции первичного переменного магнитного поля в воздушном зазоре у всех вариантов одинаковые.



Фиг. 6. Эффективность подмагничивания индуктора:

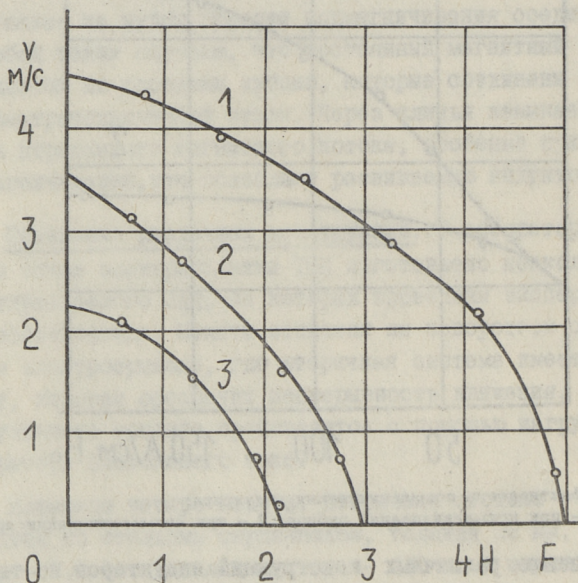
1 - при подмагничивании зубцов; 2 - при подмагничивании ярма.

Сравнение различных конструкций индукторов по технологичности изготовления и эффективности подмагничивания доказывает преимущества вариантов с подмагничиванием зубцов индуктора. На фиг. 6 показана эффективность подмагничивания в зависимости от способа исполнения машины. Базовым значением первичного тока выбран ток без подмагничивания.

Полное сопротивление индуктора с подмагничиванием зубцов более сильно изменяется и перераспределение напряжения между индукторами соответственно более широкое. Насыщение

ярма малоэффективно по сравнению с насыщением зубцов, так как поток рассеяния шунтирует насыщенный участок ярма и дальнейшее увеличение тока подмагничивания незначительно влияет на магнитное состояние индуктора.

Технология изготовления индукторов с подмагничиванием зубцов значительно проще, так как магнитопровод индуктора собирается из листов электротехнической стали в виде пакета и обмотка управления в виде катушек, которые накладываются на зубцы. Исключается необходимость намотки индуктора в виде тороида и обмотки управления через спинку его, но необходимы магнитные клинья для замыкания контура постоянного потока.



Фиг. 7. Механические характеристики управляемого ЛАД:
 1 - $H_{O1} = 100$ А/см и $H_{O2} = 0$; 2 - $H_{O1} = 80$ А/см и $H_{O2} = 15$ А/см; 3 - $H_{O1} = 80$ А/см и $H_{O2} = 35$ А/см.

На фиг. 7 показаны механические характеристики управляемого ЛАД. Обмотка подмагничивания намотана через ярмо индуктора (фиг. 3), число витков в фазе рабочей обмотки 330. Характеристики сняты при различных токах управления. Диапазон управления зависит от эффективности подмагничива-

ния и его можно увеличить применением подмагничивания зубцов. Повысить жесткость характеристик можно путем применения замкнутой системы управления. Таким образом можно получить любые механические характеристики, соответствующие проектному заданию.

Закключение. Дс тоинством управляемого ЛАД является его компактность, надежность и легкость автоматизации в общей технологической схеме производства. Можно осуществлять плавный пуск, реверсирование, торможение и управление скоростью. Особенно хорошо применять такой двигатель в приводах с частым реверсированием вторичной системы.

Недостатком являются относительно невысокие энергетические показатели: $\cos\varphi = 0,5$ и к.п.д. = 0,1. Последние в значительной степени зависят от параметров индукторов. Рациональный выбор параметров индукторов, которые обеспечивают хорошие технические и экономические показатели управляемого ЛАД, является важным вопросом и требует основательного исследования.

Л и т е р а т у р а

1. А.с. № 710094 (СССР), Линейная асинхронная машина/ Лахтметс Р.А., Рейнер А.П., Ярвик Я.Я. - Оpubл. в бкл. Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки, 1980, № 2.

2. А.с. № 657540 (СССР), Линейная асинхронная машина/ Лахтметс Р.А., Рейнер А.П., Ярвик Я.Я. - Оpubл. в бкл. Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки, 1979, № 14.

An Investigation of Different Structures of Linear
Induction Motor Controlled by Magnetizing with
Direct Current

S u m m a r y

In this paper the work principle and characteristics of linear induction motor controlled by magnetizing the inductors with direct current are given. The inductor consists of a magnetic wire, working and controlling windings. The speed of the motor is controlled by changing direct current in the controlling winding. The results of the tests of linear induction motor are presented.

УДК 681.12:538.4

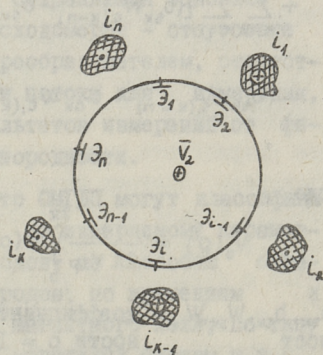
В.И. Межбурд

ОБОБЩЕННЫЙ МГД-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ
ДВИЖЕНИЯ ЖИДКОСТИ

В настоящее время основными МГД-приборами, предназначенными для изменения параметров движения жидкости с ионными проводимостями, являются электромагнитные расходомеры и лаги (измерители локальных скоростей). Ввиду их преимуществ перед другими устройствами того же назначения они выпускаются во всех промышленно развитых странах в больших количествах. Их теория и методика расчета разработаны достаточно полно.

В настоящей работе сделана попытка проанализировать возможность практического использования общего для всех МГД-преобразователей свойства - фиксировать в виде составляющих выходного сигнала не только основную измеряемую величину (среднюю скорость по сечению или скорость обтекания лага), но и распределение скорости в области, прилегающей к чувствительному элементу преобразователя.

По причинам, достаточно подробно изложенным в [1], анализ выходного сигнала преобразователя, представляющего собой электрически изолированную трубу круглого сечения с произвольно расположенными на ее внутренней поверхности электродами и помещенную в магнитное поле, создаваемое токами, произвольно расположенными вне трубы (фиг. 1) при условии $\vec{v} = v_z(\rho, \theta)$,



Фиг. 1. К определению сигнала ОМГДП.

где Z - ось трубы, можно проводить в двумерном приближении. При этих допущениях все векторы, входящие в инвариантное выражение для напряжения между двумя электродами, предложены Дж. Шерклифом и М. Бевиром

$$U = \int_{\tau} (\bar{W} \times \bar{B}) v_z d\tau, \quad (I)$$

где τ - объем преобразователя;

\bar{W} - весовой вектор, можно представить рядами Фурье по координате θ .

Сигнал подобного обобщенного МГД-преобразователя (ОМГДП) имеет вид [1]:

$$\begin{aligned} U = & 2B_0 R_0 v_{cp} \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{b_{sk} W_{ck} - b_{ck} W_{sk}}{k} + \right. \\ & + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (b_{sk} W_{ck} - b_{ck} W_{sk}) \int_0^1 v_0(\rho) \rho^{2k-1} d\rho + \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [(b_{sk} W_{c,(n+k)} - b_{ck} W_{s,(n+k)}) \int_0^1 v_{cn}(\rho) \rho^{2k+n-1} d\rho + \\ & + (b_{sk} W_{s,(n+k)} + b_{ck} W_{c,(n+k)}) \int_0^1 v_{sn}(\rho) \rho^{2k+n-1} d\rho] + \\ & + \sum_{k=2}^{\infty} \sum_{n=1}^{k-1} [(b_{sk} W_{c,(k-n)} - b_{ck} W_{s,(k-n)}) \int_0^1 v_{cn}(\rho) \rho^{2k+n-1} d\rho - \\ & \left. - (b_{sk} W_{s,(k-n)} + b_{ck} W_{c,(k-n)}) \int_0^1 v_{sn}(\rho) \rho^{2k+n-1} d\rho] \right\}, \quad (2) \end{aligned}$$

где

$$v_0(\rho) = \frac{1}{2\pi v_{cp}} \int_0^{2\pi} v(\rho, \theta) d\theta - 1, \quad (3)$$

$b_{sk}, b_{ck}, W_{sk}, W_{ck}$ - коэффициенты Фурье порядка k на поверхности $\rho = I$ нечетных (s) и четных (c) частей разложения индукции и весового вектора соответственно;

$v_{cn}(\rho)$ и $v_{sn}(\rho)$ - коэффициенты Фурье порядка n четных и не-

четных частей разложения относительной скорости $v(\rho, \theta)$ на окружности $0 \leq \rho \leq 1$.

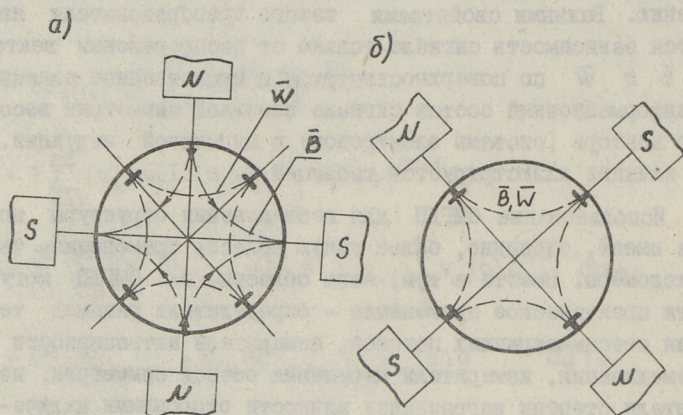
Выражение (2) содержит полные спектры всех векторов и поэтому справедливо для любых преобразователей кругового сечения, содержащих любую систему электродов на поверхности $\rho = 1$.

Из уравнения (2) следует, что в сигнале ОМГДП содержится полная информация о распределении скорости по сечению и поэтому, принципиально, ОМГДП может быть использован не только как расходомер, в котором информация об измеряемой величине (расходе) сосредоточена в первой составляющей (2), но и как измеритель распределения скорости по сечению. Важными свойствами такого преобразователя являются зависимость сигнала только от распределения векторов \vec{B} и \vec{W} по поверхности трубы и существенное влияние на информационный состав сигнала взаимной симметрии весового вектора (системы электродов) и магнитной индукции. Это влияние иллюстрируется таблицей I в [1].

Использование ОМГДП для исследования структуры потока имеет, очевидно, более узкую область применения, чем расходомеры. Вместе с тем, есть области, где ОМГДП могут найти практическое применение — определители режимов течения осесимметричных потоков, измерители интенсивности перемешивания, измерители нарушения осевой симметрии, измерители степени загрязнения жидкости сторонними включениями и т.п. В этих устройствах сохраняются основные преимущества электромагнитных расходомеров — отсутствие искажения потока измерительным преобразователем, отсутствие дополнительных затрат энергии потока для измерения, относительная независимость результатов измерений от физических свойств среды при ее однородности.

Из уравнения (2) следует, что ОМГДП могут классифицироваться по различным признакам: по измеряемому параметру движения; по числу пар электродов; по способам обработки сигналов каждой пары электродов; по временным и пространственным характеристикам магнитного поля; по типу взаимной симметрии электродных и магнитных систем и т.п. Так, например, по измеряемому параметру движения ОМГДП можно подразделить на расходные (фиксирующие расход) и

безрасходные, измерители режимов осесимметричных течений, измерители искажений осевой симметрии профиля и т.п.; по числу пар электродов – на двух- и многоэлектродные с симметричным или несимметричным расположением электродных пар, по типу магнитного поля – на ОМГДП с однородным (двухполюсным) и многополюсным полем, с симметричным или несимметричным полем, с локальным или общим полем, с пульсирующим или вращающимся полем. По типу взаимной симметрии электродных и магнитных систем ОМГДП можно разделить на несимметричные и симметричные. Последние, в свою очередь, делятся на системы с совпадающим и ортогональным типом симметрии (см. фиг. 2).



Фиг. 2. Типы взаимной симметрии магнитных и электродных систем: а) ортогональная, б) совпадающая.

Многообразие возможных вариантов исполнения ОМГДП и реализуемых в них задач не позволяет в рамках данной статьи разработать принципы практической реализации всех вариантов. Поэтому ниже производится анализ принципов реализации только двух наиболее перспективных вариантов ОМГДП-измерителей режимов течения при осесимметричных профилях и измерителей искажений осесимметричности профиля.

Из уравнения (2) следует, что для осесимметричного профиля при ортогональной симметрии системы электродов и магнитного поля составляющая чувствительность по Шерклифу [2], зависящая от режима течения, следующая:

$$s_n = \sum_{k=2}^{\infty} b_{ck} W_{sk} \int_0^1 v(\rho) \rho^{2k-1} d\rho. \quad (4)$$

Причем все b_{ck} — это амплитуды на поверхности $\rho = 1$ магнитных полей, возбуждаемых синусоидально распределенной по окружности линейной нагрузкой с полюсным шагом $\tau_k = \pi/k$ и имеющих k пар полюсов.

Учитывая, что $0 \leq \rho \leq 1$, запишем $\rho = e^{-t}$, где $0 \leq t \leq \infty$ [3]. При этом каждый член ряда (4) можно представить в виде

$$s_{nk} = b_{ck} W_{sk} \int_0^{\infty} v(t) \exp(-2kt) dt. \quad (5)$$

Очевидно, что

$$F(2k) = \frac{s_{nk}}{b_{ck} W_{sk}} = v(t) \quad (6)$$

есть преобразование Лапласа функции $v(t)$, где $t = \ln(1/\rho)$. Если, поэтому, для всех возможных профилей осесимметричного течения выбрать подходящую для требуемой точности единую аналитическую зависимость

$$v = v(\rho, a, b, c, \dots), \quad (7)$$

где a, b, c, \dots — параметры, зависящие от режима течения (степени наполнения профиля), то принципиально возможно, осуществив столько разных реализаций $2k$, сколько есть параметров a, b, c, \dots и измерив в каждом случае сигнал s_{nk} найти эти параметры, используя прямое преобразование Лапласа. Следовательно, при заданной зависимости (7) можно воспроизвести с заданной точностью на цифровом или аналоговом устройстве распределение скорости по радиусу. Так, например, если в качестве самого простого приближения принять, что

$$\dot{v}(t) = \frac{v(t)}{v(\infty)} = (1 - e^{-\frac{t}{a}}), \quad (8)$$

где $v(\infty)$ — скорость на оси, $0 \leq a \leq \frac{1}{2}$, то

$$a = \frac{1 - 2kF(2k)}{4k^2F(2k)} \quad (9)$$

и достаточно магнитного поля с одним значением пар полюсов.

^x В системе с точечными электродами с углом раствора между электродами 2α $W_{sk} = \sin k\alpha$.

При более сложной зависимости, например,

$$\bar{v}(t) = \frac{v(t)}{v_{cp}} = \frac{2}{2-a} (1 - be^{-2t}), \quad (9a)$$

где v_{cp} — средняя по сечению скорость, потребуется не менее двух значений $2k$, чтобы определить параметры a и b . Возможен и более строгий путь: при нескольких значениях $2k$ определить эмпирически зависимость $F(2k)$ и затем, используя соотношение $v(t) = \mathcal{L}^{-1} F(2k)$, определить $v(t)$.

В измерителях нарушения осесимметричности профиля маловероятно получить непосредственную информацию о распределении скорости по сечению, в виде зависимости $v_z(\rho, \theta)$. Если, однако, ставить целью измерение других показателей, характеризующих с достаточной для практических целей достоверностью это распределение, то устройства для измерения этих показателей осуществимы.

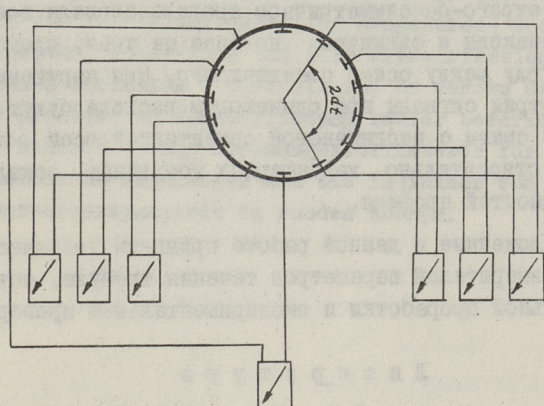
Простейшим индикатором нарушения осевой симметрии может быть ОМГДШ с однородным полем, имеющий две пары диаметрально расположенных электродов, оси которых нормальны друг другу, причем ось одной пары нормальна магнитной индукции, как в обычном расходомере. Из уравнения (2) следует, что при осесимметричном профиле сигнал будет возникать только на этой паре электродов. При нарушениях симметрии, профиля, вызывающих появления v_{sn} , сигнал появится и на второй паре. Если в таком преобразователе предусмотреть поворот поля на 90° , то измеряя сигналы этих двух пар при разных направлениях поля можно фиксировать суммарное влияние на сигнал всех неосесимметричных составляющих скорости:

$$\left. \begin{aligned} S'_x &= 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^1 v_{cn}(\rho) \rho^{n+1} d\rho \\ S'_y &= \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^1 v_{sn}(\rho) \rho^{n+1} d\rho \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Для изучения раздельного влияния на сигнал ограниченного числа M гармоник скорости можно использовать устройство с несколькими парами симметрично расположенных электродов с разными углами раствора α_t между электродами в паре.

Чувствительность одной такой пары при двух направле-
ниях однородного поля

$$\left. \begin{aligned} S_{\alpha x} &= \sin \alpha_t + \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n+1) \alpha_t \int_0^1 v_{cn}(\rho) \rho^{n+1} d\rho, \\ S_{\alpha y} &= \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n+1) \alpha_t \int_0^1 v_{sn}(\rho) \rho^{n+1} d\rho. \end{aligned} \right\} \quad (II)$$



Фиг. 3. Схема МГД-измерителя нарушения осевой симметрии потока с однородным полем.

Из уравнения (II) следует, что для экспериментального определения влияния на сигнал каждой из M гармоник скорости следует применять $2M$ пар электродов (фиг. 3) и синхронно измерять сигналы всех этих пар при двух положениях поля. Обработывая эти сигналы, можно определить M функций

$$\left. \begin{aligned} F_{cn} &= \int_0^1 v_{cn}(\rho) \rho^{n+1} d\rho, \\ F_{sn} &= \int_0^1 v_{sn}(\rho) \rho^{n+1} d\rho. \end{aligned} \right\} \quad (I2)$$

характеризующих влияние на сигналы v_{cn} и v_{sn} . Разновидностью этого устройства является такое, у которого $\alpha_t = \pi/t$, где $t = 2, 3, 4, \dots$, что позволяет исключить из сигнала данной пары влияние гармоник скорости порядка $n = tk - 1$, где $k = 1, 2, 3 \dots$

Наиболее полную информацию о нарушении осесимметричности профиля можно, вероятно, получить в устройстве с большим числом пар диаметрально-соединенных электродов в однородном вращающемся магнитном поле.

При строго-осесимметричном профиле сигналы всех пар будут одинаковы и сдвинуты по фазе на угол, пропорциональный углу между осями соседних пар. При нарушении осевой симметрии сигналы при одинаковом расходе будут различными в связи с неодинаковой ориентацией осей электродных пар относительно характерных координат локальных неоднородностей профиля.

Предложенные в данной работе принципы технической реализации измерителей параметров течения требуют, естественно, детальной проработки и экспериментальной проверки.

Л и т е р а т у р а

1. Ме ж б у р д В.И., П о д г у р с к и й М.Г. Влияние условий симметрии на сигнал МГД-расходомера кругового сечения при произвольном профиле скорости. - Магнитная гидродинамика № 1, Рига, 1979, с. 127-132.

2. Ш е р к л и ф Д.ж. Теория электромагнитного измерения расхода. М., Мир, 1965. 268 с.

3. А н и щ и н, В.А. Multipole field electromagnetic velocimeters. Beograd, Fisica, 1978, 10, p. 263-271.

Verallgemeinerte MHD-Meßumformer für
Strömungsfeldmessungen

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag werden die Möglichkeiten der Verwendung von MHD-Meßumformern für Mengestrom- und Strömungsfeldmessung untersucht und ihre Klassifikation nach verschiedenen Merkmalen vorgeschlagen. Es werden die Grundlagen der praktischen Verwirklichung zweier bevorzugter Ausführungen behandelt: als Strömungsprofilmesser für rotationssymmetrische Strömungen und als Indikator von Störungen der Rotationssymmetrie in runden Röhren.

РАСЧЕТ КРИВЫХ ДВОЙНОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СТАЛИ ПРИ НАЛОЖЕНИИ
ПЕРЕМЕННОГО И ПОСТОЯННОГО МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Введение

При проектировании и разработке управляемых реакторов стержневой конструкции с продольным подмагничиванием стержней необходимо иметь кривые двойного намагничивания стали с тем, чтобы можно было производить расчет параметров реактора. С этой точки зрения наиболее важными для каждой марки электротехнической стали являются зависимости

$$B_{1m} = f(H_{1m}, H_0) \text{ и } B_0 = f(H_0, B_{1m}),$$

где B_{1m} и H_{1m} — первые гармоники индукции и напряженности;

B_0 и H_0 — постоянные составляющие индукции и напряженности магнитного поля в сердечнике.

Традиционным методом расчета кривых двойного намагничивания электротехнической стали является способ, при котором индукция или напряженность считаются синусоидальными, а кривые напряженности или индукции получаются проектированием точек на основную кривую намагничивания. Затем эта кривая разлагается в ряд Фурье, и определяются необходимые гармоники. Основная кривая намагничивания при этом может быть аппроксимирована либо каким-то аналитическим выражением, либо может задаваться по точкам. Описание таких методов можно найти в [1, 2, 3, 4, 5]. Их недостатком является относительно низкая точность получаемых результатов, в особенности это относится к определяемому таким образом уровню высших гармоник. Кроме того этот способ не является универсальным, так как не позволяет рассчитывать режимы намагничивания, при которых высшие гармоники существуют од-

новременно как в кривой индукции, так и в кривой напряженности. Более лучшие результаты получаются при использовании методов изложения в [6, 7] для расчета пространственно-временных гармоник. В первом из них использован итерационный метод Ньютона для решения системы нелинейных уравнений, а во втором интегрированием по вспомогательному параметру.

Непосредственное применение метода Ньютона для решения системы нелинейных уравнений включает в себя вычисление якобианов этих систем, а затем нахождение обратных матриц, что является весьма трудоемкой операцией для систем высокого порядка, поэтому в работе [6] учитываются только первые 10 гармоник. Кроме того там рассмотрена только синусоидальная форма напряженности. Интегрирование же по вспомогательному параметру [7] связано с относительно низкой точностью расчета, ввиду использования аппроксимации кривой намагничивания гиперболическим синусом. Поэтому актуальной задачей является усовершенствование метода [6], с целью снижения трудоемкости, повышения точности расчетов и его универсализации, так как становится возможным учет большего количества гармоник и расчет любого из встречающихся в практике режима намагничивания сердечника.

Математические основы расчета кривых двойного намагничивания

Допустим, что мы имеем ферромагнитный сердечник, связь между мгновенными значениями индукции b и напряженности h магнитного поля в котором выражается зависимостью (явлением магнитного гистерезиса пренебрегаем):

$$h = h(b).$$

Так как режим намагничивания сердечника известен, то известны также номера гармоник, которые существуют в кривых индукции и напряженности.

Далее рассмотрим следующую периодическую функцию:

$$F = h(b) - h,$$

которая является функцией угла $\alpha = \omega_1 t$, где ω_1 - круговая частота i -ой гармоники, а t - текущее значение времени, и независимых переменных, в качестве которых выступают амплитуды

литуды гармоник. Очевидно, что в любой рассматриваемый момент времени, для любого режима намагничивания

$$F = h(b) - h = 0. \quad (I)$$

Считая, что функция F имеет ограниченный спектр, в котором не известно M гармоник, на основе теоремы о выборке информации достаточно рассмотреть функцию F в $K=M$ точках коллокации в течение полупериода, так как при соответствующем выборе начала отсчета F будет четной. Поэтому из (I) получим следующую систему нелинейных уравнений:

$$\begin{aligned} F_1 &= 0; \\ F_2 &= 0; \\ &\dots \\ F_M &= 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где $F_i = F(H_0, B_{im}, A_1, \dots, A_L, A_{L+1}, \dots, A_M, x_i)$, $i = 1, \dots, M$.

Здесь принято, что величины H_0 и B_{im} задаются предварительно, а величинами A_1, \dots, A_M обозначена последовательность амплитуд неизвестных гармоник, причем параметр L определяет границу раздела между гармониками индукции и напряженности. Значения x_i могут быть выбраны, к примеру, с равномерным шагом в следующих точках:

$$x_i = \frac{\pi}{K} (i - 0,5), \quad i = 1, 2, \dots, K.$$

Разлагая (2) в ряд Тейлора и ограничиваясь первыми линейными членами, будет иметь систему линейных уравнений:

$$\frac{\partial F_1}{\partial A_1^{(0)}} \Delta A_1^{(0)} + \frac{\partial F_1}{\partial A_2^{(0)}} \Delta A_2^{(0)} + \dots + \frac{\partial F_1}{\partial A_M^{(0)}} \Delta A_M^{(0)} = -F_1^{(0)}, \quad (3)$$

$$\frac{\partial F_M}{\partial A_1^{(0)}} \Delta A_1^{(0)} + \frac{\partial F_M}{\partial A_2^{(0)}} \Delta A_2^{(0)} + \dots + \frac{\partial F_M}{\partial A_M^{(0)}} \Delta A_M^{(0)} = -F_M^{(0)},$$

где $A_1^{(0)}, \dots, A_M^{(0)}$ — начальное приближение;

$F_1^{(0)}, \dots, F_M^{(0)}$ — значения F при начальном приближении, решая которую любым из известных методов получим поправки $\Delta A_1^{(0)}, \dots, \Delta A_M^{(0)}$ к начальным приближениям $A_1^{(0)}, \dots, A_M^{(0)}$. Затем находим уточненное решение

$$A_i^{(1)} = A_i^{(0)} + \Delta A_i^{(0)}, \quad i = 1, \dots, M,$$

которое подставляется в (3).

Процесс повторяется до тех пор, пока величины поправок станут достаточно малыми.

Повторяя такой процесс для каждого значения H_0 и B_{1m} можно получить семейства характеристик двойного намагничивания $B_{1m} = f(H_{1m}, H_0)$ при $H_0 = \text{const}$ и $B_0 = f(H_0, B_{1m})$ при $B_{1m} = \text{const}$.

Результаты расчета

Основываясь на вышеизложенном была составлена программа расчета кривых двойного намагничивания электротехнической стали с использованием алгоритмического языка Фортран. В качестве ЦВМ была использована машина "Наири-3-1", которая имеет Фортран-транслятор.

По этой программе были произведены расчеты различных режимов намагничивания сердечников из электротехнической стали марки 3413. Особого труда не составляет расчет этих кривых и для других марок стали, достаточно лишь ввести в память ЦВМ другую кривую намагничивания стали. Количество учитываемых гармоник принималось равным 14. На фиг. 1 и 2 представлены результаты этих расчетов. Причем фиг. 1 соответствует режиму свободного намагничивания по всем высшим гармоникам:

$$b = B_0 + B_{1m} \cos x; \quad (4)$$

$$h = H_0 + H_{1m} \cos x + \sum_{\nu=2}^{13} H_{\nu m} \cos \nu x,$$

а фиг. 2 режиму вынужденного по четным гармоникам намагничивания:

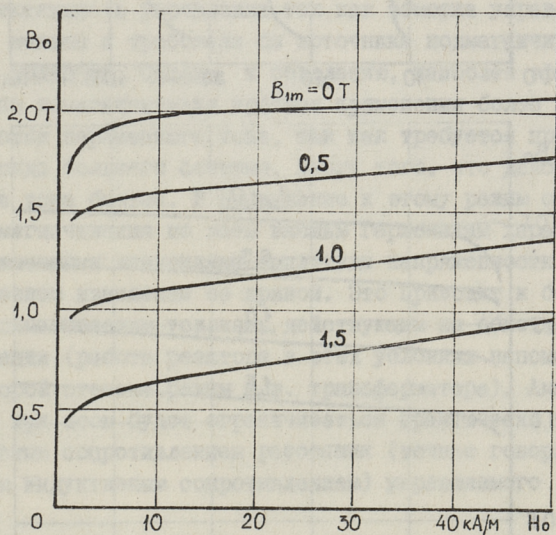
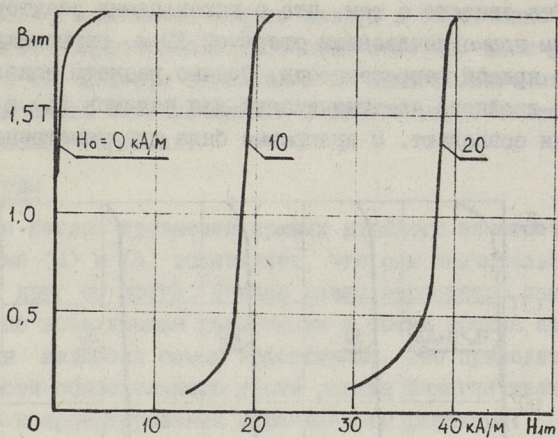
$$b = B_0 + B_{1m} \cos x + \sum_{n=1}^6 B_{(2n)m} \cos 2nx; \quad (5)$$

$$h = H_0 + H_{1m} \cos x + \sum_{n=1}^6 H_{(2n+1)m} \cos (2n+1)x.$$

Несколько более правильным является представление режима (5) в слегка измененном виде:

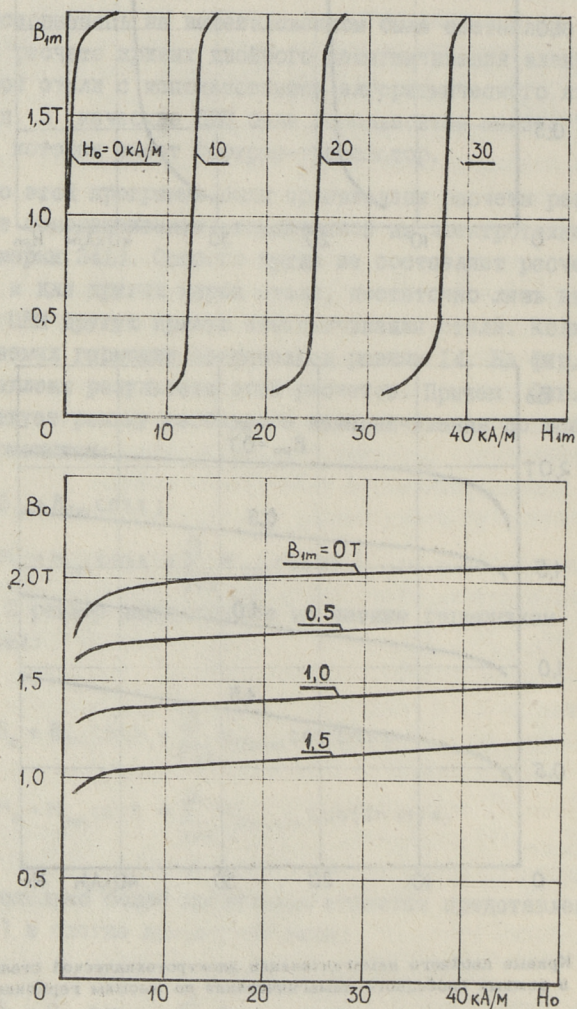
$$b = B_0 + B_{1m} \cos x + \sum_{n=1}^5 B_{(2n)m} \cos 2nx; \quad (6)$$

$$h = H_0 + H_{1m} \cos x + \sum_{n=1}^6 H_{(2n+1)m} \cos (2n+1)x + H_{12m} \cos 12x.$$



Фиг. 1. Кривые двойного намагничивания электротехнической стали 3413 в режиме свободного намагничивания по высшим гармоникам.

Это связано с тем, что в управляемых реакторах с продольным подмагничиванием стержней 12-я гармоника проявляется в кривой напряженности. Однако расчеты показывают, что кривые двойного намагничивания для режимов (5) и (6) практически совпадают. В программе была предусмотрена также



Фиг. 2. Кривые двойного намагничивания электротехнической стали 3413 в режиме вынужденного по четным гармоникам намагничивания.

возможность учета немагнитного зазора в сердечнике и индуктивного сопротивления рассеяния обмотки. Было установлено, что эти факторы обуславливают значительное изменение кривых двойного намагничивания и способствуют снижению уровня высших гармоник.

Выводы

Даже беглое сравнение кривых двойного намагничивания для режима (4) и (5) показывает, что они значительно отличаются друг от друга. Причем режим свободного намагничивания по всем высшим гармоникам с точки зрения подмагничивания является самым эффективным. Это приводит к необходимости обязательного учета режима намагничивания при расчетах и проектировании управляемого реактора.

Казалось бы, что на основе этого, для управляемого реактора наиболее выгодным явилось бы применение режимов намагничивания, при которых обеспечивалась бы максимальная эффективность управления, так как обмотка управления была бы меньше и требовала бы источника подмагничивания меньшей мощности. Однако, к сожалению, наиболее эффективный режим намагничивания требует применения более большой обмотки переменного тока, так как требуется применение провода большого сечения, ввиду того, что действующее значение тока больше. В дополнение к этому режим свободного намагничивания по всем высшим гармоникам характеризуется высокими значениями амплитуды напряженности при пилообразном изменении ее кривой. Это приводит к большим электродинамическим усилиям, действующим на обмотки и к их вибрации (работа реактора в этих условиях напоминает в некоторой степени режим к.з. трансформатора). Амплитуда тока при этом будет ограничиваться практически только индуктивным сопротивлением рассеяния (точнее говоря остаточным индуктивным сопротивлением) управляемого реактора.

Ввиду того, что немагнитные зазоры и индуктивное сопротивление рассеяния влияют на кривые двойного намагничивания при проектировании реакторов, необходимо их обязательно учитывать.

Л и т е р а т у р а

1. Бессонов Л.А. Нелинейные электрические цепи. М., Высшая школа, 1977. 343 с.

2. Филиппов Е. Нелинейная электротехника. М., Энергия, 1976. 496 с.

3. Либкинд М.С., Черновец А.К. Управляемый реактор с вращающимся магнитным полем. М., Энергия, 1971. 80 с.

4. Ярвик Я.Я., Юлегин А.Н. Программы расчета на ЦВМ и магнитные характеристики ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1974, № 369, с. 45-56.

5. Бамдас А.М., Савиновский Ю.А. Управляемые дроссели радиоэлектронной аппаратуры. М., Сов. Радио, 1966. 344 с.

6. Леонов И.И. Разработка и исследование магнитной цепи управляемых ферромагнитных устройств с вращающимся магнитным полем. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук /05.09.01/ Томск, 1975. 22 с. (Томский политехн. ин-т).

7. Мишин В.И., Забудский Е.И., Соболев И.В. Трехфазные управляемые реакторы. Кишинев, Штиинца, 1977. 136 с.

I. Tellinen, J. Järvik

Berechnung von Magnetisierungskurven des Transformatorbleches bei der Überlagerung des Wechselfeldes mit

Gleichfeld

Zusammenfassung

Im Artikel wird das Iterationsberechnungsverfahren von Doppeltmagnetisierungskurven des Transformatorbleches bei der Verwendung der digitalen Rechenanlage dargelegt. Es werden die Berechnungsergebnisse für das kaltgewalzte Transformatorblech 3413 gegeben.

К ВОПРОСУ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ
СТАЛИ ПРИ ПРОДОЛЬНОМ ПОДМАГНИЧИВАНИИ
ПОСТОЯННЫМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ

Введение

Проблема расчета потерь в электротехнической стали при наличии постоянного и переменного магнитного полей связана с разработкой электротехнических устройств, принцип работы которых основан на использовании подмагничивания сердечника магнитопровода постоянным магнитным полем. При этом основная задача заключается в получении достаточно простых расчетных формул, с определенной достоверностью описывающих зависимость потерь от эффекта подмагничивания постоянным полем. В настоящее время уже известен целый ряд работ, в которых делаются попытки решить эту задачу на основе как эмпирических, так и теоретических исследований. Однако в целом проблема не имеет еще законченного решения и нуждается в дальнейшем исследовании [1]. В данной работе предполагается, что потери в стали двоякого рода: потери на гистерезис и потери на вихревые токи. Дополнительные потери относятся к потерям на вихревые токи. Такой подход значительно облегчает решение и без того сложной проблемы и позволяет рассматривать их расчет в отдельности. Кроме того полагается, что периодическое перемагничивание сердечника осуществляется с частотой $f_1 = 50$ Гц.

Потери на гистерезис

Потери на гистерезис определяются площадью квазистатической петли характеристики намагничивания стали. При этом, если петля при симметричном перемагничивании (подмагничивание отсутствует) имеет симметричную форму, то при подмагничивании ее форма становится асимметричной. Средняя мощность удельных потерь на гистерезис p_2 за пери-

од перемангничиваниа Т определается по формуле:

$$P_2 = \frac{1}{\gamma_c T} w_2, \quad (I)$$

где γ_c - плотность стали;

w_2 - энергия потерь за один цикл перемангничиваниа в единице объема.

Согласно формуле Штейнмеца-Маренина энергия потерь на гистерезис при симметричном перемангничиваниа может быть выражена следующим образом:

$$w_2 = c B_m^l, \quad (2)$$

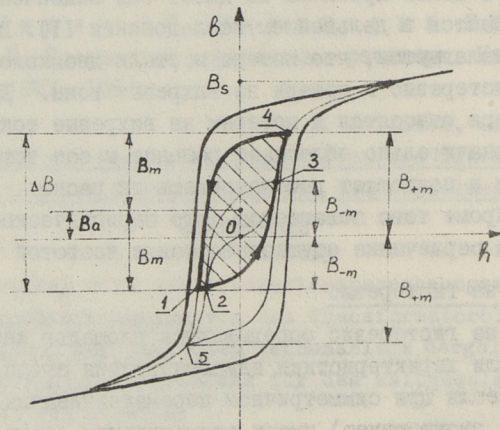
где c и l - постоянные, зависящие от сорта стали,

B_m - амплитуда индукции.

Для определенности предположим, что $l = 2$ во всем диапазоне изменения индукции, тогда (2) принимает вид

$$w_2 = c B_m^2. \quad (3)$$

Как показано в [6], потери на гистерезис при достижении насыщения стремятся к постоянной величине, поэтому формулы (2) и (3) в общем-то носят ограниченный характер. Однако ввиду того, что индукция в сердечнике при его насыщении увеличивается незначительно, погрешности при применении формулы (3) остаются в допустимых пределах. Кроме того значение коэффициента c может быть получено путем аппроксимации экспериментальной зависимости $w_2 = f(B_m)$ во всем диапазоне индукции выражением (3).



Фиг. 1. Процесс квазистатического перемангничиваниа ферромагнитного сердечника.

Далее рассмотрим периодический процесс квазистатического монотонного перемагничивания ферромагнитного материала при наличии постоянного поля подмагничивания. Ход кривой намагничивания в этом случае [2] может быть сконструирован на основе предельной петли и начальной кривой намагничивания ферромагнетика в симметричных режимах (фиг. 1). При этом считаем, что значения индукции B_{+m} и B_{-m} заданы, так как они легко определяются, исходя из режима намагничивания сердечника. Величина $\Delta B = B_{+m} + B_{-m}$ представляет собой размах индукции в сердечнике, а величина $B_0 = 0,5(B_{+m} - B_{-m})$ есть среднеамплитудная индукция. Если исходной является точка 4, то с уменьшением индукции состояние ферромагнетика изменяется по левой нисходящей ветви и доходит до точки 1, в которой индукция минимальна. Нисходящий участок 4-1 есть часть нисходящей ветви 4-5 симметричного перемагничивания ферромагнетика с амплитудой индукции B_{+m} . Далее при возрастании индукции сердечник переходит в состояние, характеризующееся точкой 2, в которой кривая перемагничивания пересекает начальную (основную) кривую намагничивания, а затем в точку 3, которая также принадлежит основной кривой намагничивания и по этой кривой в точку 4. Здесь полагаем, что разность между основной и начальной кривыми намагничивания незначительна. Очевидно, что участок 2-3 есть восходящая ветвь петли симметричного перемагничивания с амплитудой B_{-m} , так как участок 1-2 практически горизонтален.

Исходя из вышеизложенного энергия потерь (площадь) асимметричной петли w_{2n} (заштрихованная часть) может быть представлена следующим образом:

$$w_{2n} = 0,5w_{45} + 0,5w_{23} - w_{125}, \quad (4)$$

где w_{45} и w_{23} — энергия потерь симметричных петель гистерезиса с амплитудами B_{+m} и B_{-m} ;

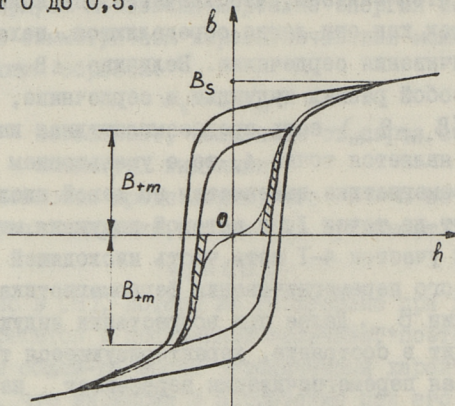
w_{125} — энергия потерь, соответствующая площади 125.

Энергии w_{45} и w_{23} могут быть определены по (3), а энергия w_{125} рассчитывается по приближенной формуле, которая получена, исходя из геометрических соображений на основе приближенного подобия фигур:

$$w_{125} \approx 0,5\beta w_{45} \left(\frac{B_{+m} - B_{-m}}{B_{+m}} \right)^2, \quad (5)$$

где β - коэффициент, характеризующий несимметрию петли гистерезиса.

Коэффициент β представляет собой отношение заштрихованных площадей (фиг. 2) к общей площади симметричной петли гистерезиса с амплитудой B_{+m} и может изменяться в пределах от 0 до 0,5.



Фиг. 2. К определению коэффициента β .

Подставляя (3) и (5) в (4) и произведя необходимые преобразования, получится следующая формула:

$$w_{2n} = c B_m^2 \left[1 + \eta \left(\frac{B_a}{B_m} \right)^2 \right]. \quad (6)$$

где $\eta = (1 - 2\beta)$ - коэффициент асимметрии петли гистерезиса.

С учетом (3) формула (6) приводится к виду:

$$w_{2n} = w_2 \left[1 + \eta \left(\frac{B_a}{B_m} \right)^2 \right]. \quad (7)$$

Принимая во внимание (I), мощность удельных потерь на гистерезис в режиме подмагничивания постоянным магнитным полем может определяться по формуле:

$$P_{2n} = p_2 \left[1 + \eta \left(\frac{B_a}{B_m} \right)^2 \right]. \quad (8)$$

Здесь p_2 - представляет собой удельные потери на гистерезис в режиме симметричного намагничивания с амплитудой индукции B_m .

Выражение, стоящее в квадратных скобках, представляет собой коэффициент изменения потерь на гистерезис при подмагничивании k_{2n} , который рассчитывается по формуле:

$$k_{2n} = 1 + \eta \left(\frac{B_a}{B_m} \right)^2. \quad (9)$$

Поэтому потери на гистерезис при наличии поля подмагничивания определяются по формуле:

$$P_{2n} = k_{2n} P_2. \quad (I0)$$

Для проведения приближенных расчетов, при напряженности поля подмагничивания $H_0 = I$ кА/м, можно принять, что $B_a \approx B_s - B_m$. Тогда формула (9) будет иметь вид:

$$k_{2n} = 1 + \eta \left(\frac{B_s}{B_m} - 1 \right)^2. \quad (II)$$

Следовательно, при заданном значении B_m потери на гистерезис не могут превышать определенное значение, которое определяется коэффициентом η .

Потери на вихревые токи

Потери на вихревые токи обуславливают то, что перемагничивание ферромагнитных сердечников происходит по динамической петле гистерезиса, которая шире квазистатической и следовательно, потери также выше. Строго говоря, такое утверждение не совсем верно, так как большая ширина динамической петли гистерезиса обусловлена не только возникающими при изменении индукции вихревыми токами, но и рядом дополнительных факторов, основным из которых является то, что ферромагнетик имеет доменную структуру [3]. Особенно влияние этих факторов и обусловленных ими потерь сказывается в высококачественных текстурованных листовых электротехнических сталях. Механизм возникающих при этом явлений настолько сложен, что природа дополнительных потерь и полностью достоверная методика их расчета в настоящее время отсутствуют. Поэтому их расчет при частоте основной гармоники 50 Гц можно выполнять по формуле, широко используемой в практике электромашиностроения:

$$P_b = d_b \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{\nu m}^2 \nu^2, \quad (I2)$$

где P_b - удельные потери стали на вихревые токи;

d_b - удельные потери на вихревые токи при частоте 50 Гц и амплитуде индукции $I, 0$ Т.

Как теоретически показано в [4], постоянная d_b , определяемая в режиме симметричного перемагничивания, при наличии постоянного поля подмагничивания возрастает. Однако в диапазоне реально существующих в управляемых реакторах режимов намагничивания это увеличение менее 5 % что меньше точности реальных расчетов.

Сравнение экспериментальных и расчетных потерь

Необходимость экспериментального исследования поведения потерь в электротехнической стали диктуется всей сложностью происходящих при этом процессов, а также необходимостью проверки достоверности использования формул (8), (9) и (12) для практических расчетов. Эти исследования позволят также оценить правильность исходных положений, которые положены в основу расчетного определения потерь.

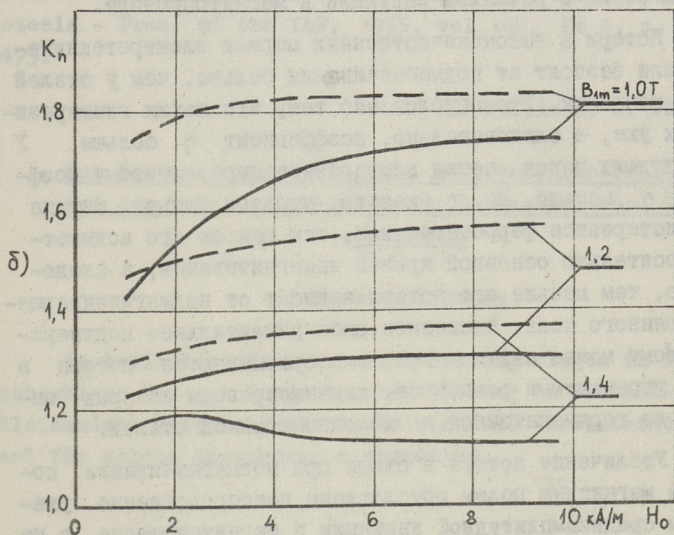
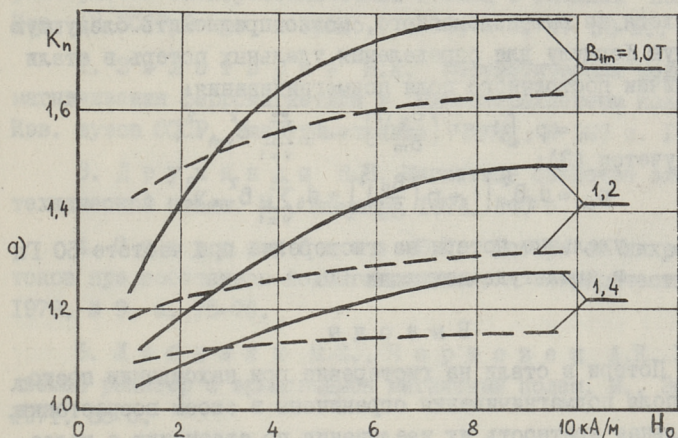
Эксперименты выполнялись на трехфазной установке, состоящей из шести тороидальных сердечников, на которых располагались измерительная, подмагничивающая и трехфазная обмотки. Потери измерялись низкосинусными ваттметрами Д542 с номинальным током 10 А. Размах изменения индукции в сердечнике контролируется по показанию вольтметра средних значений, а действующее значение э.д.с. в измерительной обмотке измеряется вольтметрами действующих значений. Сердечники тороидов выполнены из ленточной электротехнической стали 3413 толщиной 0,35 мм. Масса стали в каждом тороиде 2,9 кг. Установка должна быть трехфазной, так как в этом случае удается подавить практически полностью протекание токов четных гармоник в цепи обмотки подмагничивания. В ходе эксперимента определялась зависимость коэффициента увеличения суммарных потерь в стали при подмагничивании

$$k_n = \frac{P_{cn}}{P_c},$$

где P_{cn} и P_c — удельные потери в стали при наличии и отсутствии подмагничивания,

от напряженности поля подмагничивания H_0 для режима синусоидальной индукции (фиг. 3 а) и для режима вынужденного намагничивания по четным гармоникам (фиг. 3 б). Там же нанесены расчетные значения k_n , которые определялись с использованием формул (8) и (12). Как видно из этих зависимостей, расчет дает по сравнению с опытом в сильных полях погрешность, которая в наихудшем случае достигает 20 % (фиг. 3 б, $B_m = 1,4$ Т), что можно считать еще удовлетворительным. При этом нетрудно видеть, что расчет дает при синусоидальной индукции заниженное значение, а при вынужденном режиме намагничивания по четным гармоникам завышенную оценку потерь. Одной из наиболее вероятных при-

чин этого является ошибка измерений с помощью ваттметров электродинамической системы, которая обуславливается тем, что кривая тока несинусоидальна. Причем, если в первом



Фиг. 3. Зависимость коэффициента увеличения потерь K_n от напряженности H_0 для стали 3413 в режиме свободного (а) и вынужденного по четным (б) высшим гармоникам намагничивания:
 — эксперимент;
 --- расчет.

случае кривая тока имеет вид импульса с большой амплитудой, то во втором она имеет трапецевидную форму. Очевидно наиболее точные результаты могут быть получены только при calorиметрическом способе измерения потерь.

Исходя из вышеизложенного, можно предложить следующую расчетную формулу для определения удельных потерь в стали при наличии постоянного поля подмагничивания:

$$P_{cn} = p_2 \left[1 + \eta \left(\frac{B_a}{B_m} \right)^2 \right] + d_b \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{\nu m}^2 \nu^2,$$

либо с учетом (3):

$$P_{cn} = d_2 B_m^2 \left[1 + \eta \left(\frac{B_a}{B_m} \right)^2 \right] + d_b \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{\nu m}^2 \nu^2,$$

где d_2 - удельные потери на гистерезис при частоте 50 Гц и амплитуде индукции 1Т.

В ы в о д ы

1. Потери в стали на гистерезис при нахождении постоянного поля подмагничивания ограничены в своем возрастании. Максимальная кратность их увеличения по сравнению с холостым ходом в большой степени определяется маркой электротехнической стали и размахом индукции в магнитопроводе.

2. Потери в высококачественных марках электротехнической стали зависят от подмагничивания больше, чем у сталей худшего качества. Это обусловлено тем, что петля гистерезиса у них уже, а следовательно, коэффициент η больше. У сталей худших марок петля гистерезиса шире, поэтому коэффициент η меньше. Можно сказать, что чем больше ширина петли гистерезиса ферромагнетика, тем меньше его асимметрия относительно основной кривой намагничивания, а следовательно, тем меньше его потери зависят от подмагничивающего постоянного поля. Косвенное экспериментальное подтверждение этому можно найти в [5], где сравниваются потери в стали у управляемых реакторов, магнитопроводы которых выполнены из горячекатанной и холоднокатанной сталей.

3. Увеличение потерь в стали при подмагничивании постоянным магнитным полем обусловлены непосредственно увеличением среднеамплитудной индукции в магнитопроводе, а не постоянной составляющей. Постоянная составляющая индукции равна среднеамплитудной только в частных случаях режима намагничивания сердечника.

Л и т е р а т у р а

1. Д о р о ж к о Л.И. и др. Задачи исследования характеристик электротехнических сталей в сложных полях. - Изв. АН СССР, Энерг. и транс., 1978, № 3, с. 53-59.

2. З о л о т а р е в Н.А. Математическая модель намагничивания ферромагнетика в однонаправленном поле. - Изв. вузов СССР, Электромеханика, 1976, № 12, с. 1298-1304.

3. Д р у ж и н и н В.В. Магнитные свойства электро-технической стали. М., Энергия, 1974. 240 с.

4. С т а р о д у б ц е в Ю.Н. Потери от вихревых токов при постоянном подмагничивании. - Электричество, 1979, № 9, с. 75-76.

5. Л и б к и н д М.С., Ч е р н о в е ц А.К. Управ-ляемый реактор с вращающимся магнитным полем. М., Энергия, 1971. 80 с.

6. B r a i l s f o r d, F., B r a d s h o w, C. Iron losses at high magnetic flux-densities in electrical sheet steels. - Proc. of the IEE, 1955, vol. 102, No 4, p. 463-475.

V. Tellinen, J. Järvi

Zur Bestimmung der Verluste im Transformatorblech bei der Doppeltmagnetisierung in Wechsel- und Gleich- magnetfeld

Zusammenfassung

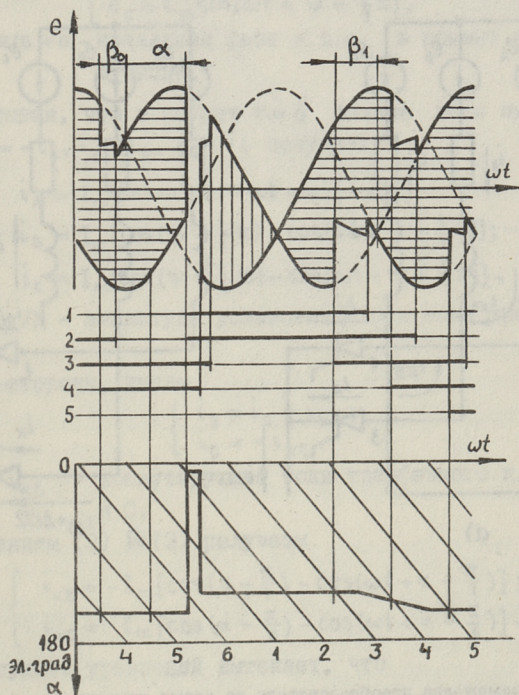
Im Artikel werden Verlustberechnungsfragen im Transformatorblech bei der Doppeltmagnetisierung in Wechsel- und Gleichmagnetfeld betrachtet. Es wird die vereinfachte Formel für solche Berechnungen angeboten.

УДК 621.314.632:621.316.9

Я.К. Лоотус, Ю.Х. Треуфельд

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ УСТРАНЕНИЯ СРЫВА ВЕДОМОГО
ИНВЕРТОРА

Известен способ ликвидации опрокидывания ведомого инвертора, собранного по трехфазной мостовой схеме путем подачи разовых отпирающих импульсов на все вентили и увеличения угла опережения для последующих импульсов [1]. Подробный анализ электромагнитных процессов, протекающих при

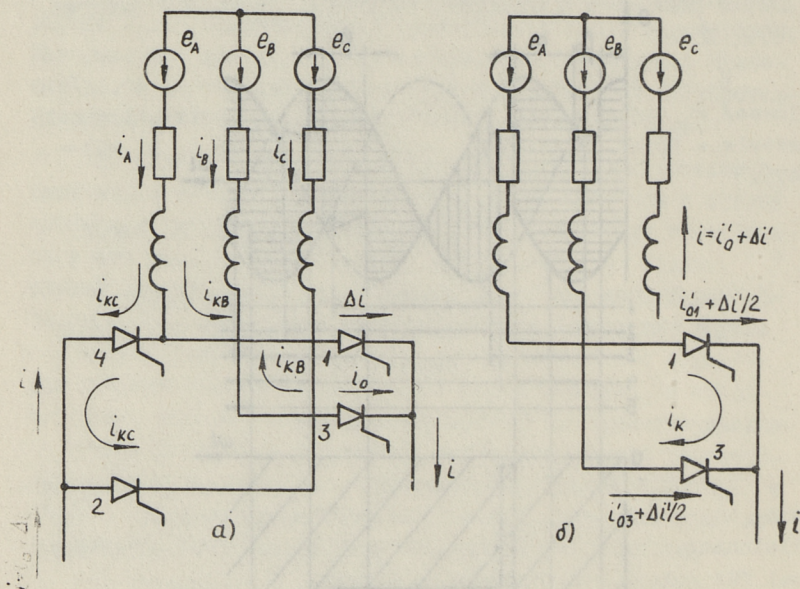


Фиг. 1. Переходный процесс в преобразователе при изменении угла управления.

этом, по настоящее время в литературе отсутствует. Тем самым затруднено практическое применение этого способа защиты.

Ниже рассматривается, как протекает коммутационный процесс в тиристорном преобразователе при устранении опрокидывания инвертора путем рассматриваемого способа защиты. При анализе пренебрегаем активным сопротивлением обмоток трансформатора, а также временем выключения тиристора.

В [2] показано, что подача разовых отпирающих импульсов на все вентили равноценна соответствующему сдвигу управляющего сигнала в сторону выпрямительного режима (рис. 1). Протекание переходного процесса при этом зависит от угла α подачи импульсов. Сначала рассмотрим случай при $\alpha < \pi/2$.



Фиг. 2. Схема замещения преобразователя во время коммутации при одновременной проводимости четырех (а) и трех (б) вентилях.

Пусть в трехфазном мостовом преобразователе, работающем с углом опережения β_0 , после неудавшейся коммутации тока с вентиля 3 на вентиль 5 одновременно подавались управляющие импульсы на вентили 1 и 2 (фиг. 1). Возникает процесс коммутации, который протекает в двух этапах. На первом этапе одновременно проводят четыре вентиля (фиг. 2 а). Трансформатор преобразователя в этом случае находится в режиме трехфазного короткого замыкания (к.з.), а преобразователь в режиме однофазного опрокидывания.

Отсчет времени при анализе удобно вести от момента отпирания вентилей 1 и 2. Тогда э.д.с. фаз записываются в следующем виде:

$$\begin{cases} e_A = E_m \sin(\omega t + \psi); \\ e_B = E_m \sin(\omega t + \psi - \frac{2}{3}\pi); \\ e_C = E_m \sin(\omega t + \psi + \frac{2}{3}\pi), \end{cases} \quad (1)$$

где $\psi = \pi/6 + \alpha$ — начальная фаза э.д.с. в момент начала коммутации.

Учитывая, что в момент $t = 0$ фазные токи имеют значения $i_A = -i_0$, $i_B = i_0$, $i_C = 0$, получаем

$$\begin{cases} i_A = I_m [\cos \psi - \cos(\omega t + \psi)] - i_0; \\ i_B = I_m [\cos(\psi - \frac{2}{3}\pi) - \cos(\omega t + \psi - \frac{2}{3}\pi)]; \\ i_C = I_m [\cos(\psi + \frac{2}{3}\pi) - \cos(\omega t + \psi + \frac{2}{3}\pi)], \end{cases} \quad (2)$$

где $I_m = E_m/X$ — амплитуда установившегося тока трехфазного к.з.

С другой стороны, имеем

$$\begin{cases} i_B = i_0 - i_{KB}; \\ i_C = -i_{KC}, \end{cases}$$

где i_{KB} , i_{KC} — коммутирующие токи трехфазного к.з. фаз В и С.

По уравнениям (2) и (3) получаем

$$\begin{cases} i_{KB} = -I_m [\cos(\alpha - \frac{\pi}{2}) - \cos(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{2})]; \\ i_{KC} = I_m [\cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) - \cos(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{6})]. \end{cases} \quad (4)$$

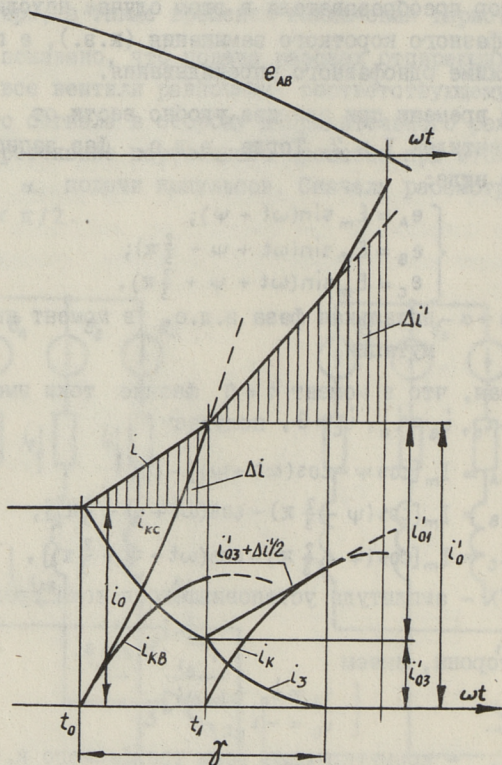
Из последующих уравнений вытекает, что

$$\begin{cases} i_{KB} > 0, & \text{если } \alpha < \pi/2; \\ i_{KC} > 0, & \text{если } \alpha > \pi/6. \end{cases}$$

Перейдя от фазных токов к токам вентилей, имеем:

$$\begin{cases} i_1 = i_{KB} + \Delta i; \\ i_2 = i_{KC}; \\ i_3 = i_0 - i_{KB}; \\ i_4 = i_0 + \Delta i - i_{KC}, \end{cases} \quad (5)$$

где $\Delta i = i - i_0$ - приращение постоянного тока преобразователя.



Фиг. 3. Протекание токов во время коммутации.

В соответствии с выражениями (5) рассматриваемый коммутационный процесс представлен на фиг. 3. Приращение тока преобразователя воспринимают только вентили I и 4. Коммутация тока с вентиля 4 на вентиль 2 в этом промежутке времени протекает более интенсивно, чем коммутация с вентиля 3 на вентиль I. Это потому, что э.д.с. фазы С имеет более высокое значение, чем э.д.с. фазы В.

В момент времени t_1 коммутирующий ток $i_{кс}$ достигает величины общего тока преобразователя. В результате этого тиристор 4 запирается.

Дальнейший процесс коммутации протекает при одновременной проводимости трех вентилях. Схема замещения преобразователя в этом периоде представлена на фиг. 2 б.

Учитывая, что в момент t_1 начальные значения токов в плечах моста $i_1 = i'_{01}$ и $i_3 = i'_{03}$, получаем

$$\begin{cases} i_1 = i'_{01} + i_{к} + \frac{1}{2} \Delta i'; \\ i_3 = i'_{03} - i_{к} + \frac{1}{2} \Delta i', \end{cases} \quad (6)$$

где $\Delta i'$ — приращение тока преобразователя во втором периоде коммутации;

$i_{к}$ — коммутирующий ток двухфазного к.з.

Коммутация заканчивается, когда ток в тиристоре 3 уменьшается до нуля. Исходя из этого при предельном угле опережения получаем:

$$\begin{cases} i_{к} = i'_{03} + \frac{1}{2} \Delta i'; \\ \frac{di_{к}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d(\Delta i')}{dt}. \end{cases} \quad (7)$$

Если угол подачи отпирающих импульсов $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$, процессы в преобразователе протекают с некоторым отличием. Коммутирующий ток трехфазного к.з. $i_{кв}$ при этом имеет направление, противоположное показанному на фиг. 3. Поэтому ток в цепи тиристора 3 увеличивается

$$i_3 = i_0 + i_{кв}.$$

Учитывая еще то, что коммутирующий ток двухфазного к.з. в этом промежутке времени имеет весьма малое значение, весь процесс коммутации при таких условиях практически не может завершиться.

На основании проведенного анализа можно в заключение отметить следующее:

1. Коммутационный процесс при подаче разовых отпирающих импульсов на все вентили включает периоды одновременной проводимости четырех и трех вентилях.

2. Характер протекания коммутационного процесса зависит от момента его начала. Для обеспечения успешной коммутации необходимо применение быстроотзывчивых датчиков аварийного состояния.

Л и т е р а т у р а

1. Г л у х Е.М., З е л е н о в В.Е. Защита полу-проводниковых преобразователей. М., Энергия, 1970. 152 с.

2. Т р е у ф е л ь д Ю.Х. О защите по системе управления зависимого инвертора. - В кн.: Проблемы преобразовательной техники. Киев, 1970, часть 2, с. 118-121.

J. Lootus, J. Treufeld

Über ein Verfahren zur Beseitigung des Umkippens eines netzgeführten Wechselrichters

Zusammenfassung

Es wird der Kommutierungsprozess in einem netzgeführten Wechselrichter bei der Beseitigung des Umkippens durch die Zuführung der Steuerimpulse zu allen Ventilen betrachtet. Es werden die möglichen Öffnungsmomente der Ventile und die mathematische Beschreibung des Prozesses angeführt.

Р.Р. Ирс, Э.А. Сеппинг, Я.Я. Томсон

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПЕЧЕЙ
ДЛЯ КОММУНАЛЬНЫХ БАНЬ

В настоящее время почти все новые жилые дома в городах имеют ваннные комнаты с теплой водой. Но практика показала, что это не приводит к заметному уменьшению посещения коммунальных бань. Одной из причин, почему баню предпочитают ванной, является наличие в бане парильного отделения.

Микроклимат парилки во многом зависит от состояния печи. В настоящее время в большинстве случаев в парильных помещениях бань устанавливаются каменки, которые представляют собой печь большой теплоемкости. Такая печь топится дровами до начала работы бани, продукты сгорания обогревают массивную каменную (бульжную) насадку, которая должна быть нагрета до температуры 350–400 °С. При орошении насадки водой получаем перегретый пар, который поступает через дверку каменки в помещение парильни.

Недостатком каменки является большая трудоемкость при ее отоплении, возможность распространения угарного газа в парильне при нарушении правил отопления и др. При этом причинам ведутся изыскания других способов отопления и получения пара в парильном отделении.

Попытки выпускать пар в помещение парильни из котельной по системе трубопроводов не могут дать особого успеха, так как в этом случае используется насыщенный пар, теплоемкость которого меньше, чем у перегретого пара, поступающего из каменки. При некотором перегреве пара и при использовании еще различных приборов отопления, этот метод обеспечивает температуру воздуха в парильне 55 – 60 °С.

Очень перспективным можно считать использование электротепел для парильных. Электрическое отопление является технически более совершенным и позволяет резко сократить трудоемкость при отапливании.

В банях с относительно сухим воздухом организм человека выдерживает довольно высокую температуру, достигающую 120°C и более. Дальнейшее повышение температуры может привести к ожогам.

В литературе имеются противоречивые данные относительно оптимальной влажности и температуры воздуха в коммунальных банях. Однако, встречается мысль о том, что на организм здорового человека более благоприятно действует относительно сухой воздух. Только при некоторых заболеваниях рекомендуется влажный воздух, а при большинстве заболеваний наоборот, — сухой. Поэтому температуру, не превышающую $80 - 90^{\circ}\text{C}$, можно считать оптимальной.

Известно, что при содержании влаги в воздухе 44 г/м^3 , при температуре 37°C начинается конденсация влаги из воздуха (точка росы). Если влажность воздуха превышает 44 г/м^3 , то пар воды конденсируется на теле человека и в путях дыхания. Вследствие этого нарушается нормальный теплообмен тела, при дальнейшем пребывании в таком парильном помещении температура тела поднимается и может наступить тепловой паралич. В маленьких банях финского типа после орошения каменки влажность воздуха достигает $150-200 \text{ г/м}^3$, а уже через несколько минут понижается ниже 44 г/м^3 . Благодаря этому пар является "острым" тело человека обрабатывается попеременно влажным и сухим воздухом и он может довольно долго находиться в такой парильне при температуре воздуха $90-100^{\circ}\text{C}$ [4]. В этом случае кратность воздухообмена — 4 раза в час.

По нашим нормам кратность воздухообмена в парильне I раз в час, что является крайне недостаточной [1]. Это приводит к тому, что влажность воздуха намного превышает 44 г/м^3 и колеблется примерно от 50 до 80 г/м^3 при температуре ее $60-70^{\circ}\text{C}$, хотя относительная влажность низка — 30-50 %.

Самым удобным и достаточно точным способом измерения влажности воздуха является способ сухого и мокрого термо-

метра. По их показаниям определяется влажность воздуха по психрометрическим таблицам. К сожалению, большинство таблиц не содержат данных при температурах более 30 °С, поэтому абсолютная влажность воздуха находится по следующей приближенной формуле

$$d_1 = d_{н.н} - 0,64(\tau_1 - \tau_н),$$

где $d_{н.н}$ — плотность насыщенного водяного пара в г/м³ при температуре мокрого термометра;
 τ_1 — температура сухого термометра (температура помещения).

Относительную влажность воздуха находим по формуле

$$R = 100 \frac{d_1}{d_{н.н}},$$

где $d_{н.н}$ — плотность насыщенного водяного пара при температуре помещения τ_1 .

Расчеты показывают, что при поставленных условиях относительно сухого воздуха относительная влажность его не должна превышать 10–15 %, однако в расчетах следует оперировать абсолютной влажностью воздуха, которая более точно характеризует микроклимат в парильне.

Далее рассмотрим расчет потерь тепла парильни и выбор мощности электропечи. При ориентировочном расчете потерь тепла через стены можем принимать, что все стены спроектированы так, что их коэффициенты теплопередачи соответствуют требуемым значениям. Тогда потери тепла через стены [3].

$$Q_{ст} = k_b \Delta \tau_b F,$$

где k_b — коэффициент теплопередачи от воздуха к внутренней поверхности стены;

$$k_b = 7,5 \text{ ккал/м}^2 \cdot \text{час};$$

$\Delta \tau_b$ — перепад температуры на внутренней поверхности стены, $\Delta \tau_b = 7$ °;

F — площадь стен.

Расчеты показали, что стены бань имеют достаточную теплоизоляцию, но пол и потолок недостаточно заизолированы. Поэтому потери тепла через стены при $\tau_1 = 80\text{--}90$ °С примерно на 50 % больше, чем расчетные по ориентировочной формуле; для парильни с поверхностью стен и потолков $F = 150 \text{ м}^2$ имеем $Q_{ст} = 12000 \text{ ккал/час}$.

При ориентировочном расчете потерь тепла на вентиляцию принимаем, что средняя температура поступающего в помещение воздуха равна $t_x = 10^\circ\text{C}$ и влагосодержание $d_x = 5 \text{ г/м}^3$. Теплосодержание воздуха после нагрева складывается из расхода тепла на нагрев воздуха и водяных паров и из расхода тепла на испарение воды.

Расчеты дают при температуре 90°C и влагосодержании выходящего из помещения воздуха 60 г/м^3 , при однократном воздухообмене в час и при объеме парильного помещения $V = 80 \text{ м}^3$ для потерь тепла на вентиляцию $Q_{\text{вент}} = 6500 \text{ ккал/час}$.

В итоге получаем следующие расчетные мощности электропечи для данного помещения в зависимости от кратности воздухообмена в час:

- при 1-кратном воздухообмене - 22 кВт;
- при 2-кратном воздухообмене - 29 кВт;
- при 4-кратном воздухообмене - 44 кВт.

При экспериментальных исследованиях, проведенных в бане в зимнее время, при мощности электропечи 48 кВт температура парильного помещения в 90°C была достигнута за 4 часа с момента включения печи. После этого часть нагревателей была отключена и оставшаяся мощность 32 кВт была достаточна для поддержания этой температуры.

Финские фирмы рекомендуют выбрать мощность электропечи 1 кВт на 1 м^3 объема парильного помещения, а воздухообмен принимают 4 раза в час [4]. При этом после достижения рабочей температуры в помещении происходит ее автоматическое регулирование путем отключения и включения печи, причем печь включена примерно 50 % от общего времени. Следовательно, для поддержания требуемой температуры в парильне средняя мощность составляет $0,5 \text{ кВт/м}^3$. Определение мощности по кубатуре помещения оправдано, так как при многократном воздухообмене в час вентиляционные потери тепла, которые пропорциональны кубатуре, в несколько раз превышают потери тепла через стены, которые не пропорциональны объему помещения.

Следует отметить, что увеличение мощности при подогреве печи уменьшает расход электроэнергии на подогрев, так как время подогрева сокращается в большей степени, чем

происходит увеличение мощности. По конструктивным и некоторым другим соображениям при подогреве мощность рекомендуется увеличить в 1,5–2 раза.

Для выбора конструкции электропечи проводились экспериментальные исследования различных моделей печи. Следует отметить, что теоретические расчеты конструкции электропечи очень сложны, пока отсутствует методика таких расчетов и не накоплено достаточного количества экспериментального материала. Поэтому теоретические расчеты на данном этапе не могут дать точных результатов.

Экспериментальные исследования проводились в два этапа. На первом этапе проводились исследования на экспериментальных установках с нежесткой конструкцией, построенных из кирпичей без связывающего вещества. Такие установки позволяют быстро менять конструкцию электропечи, что очень важно для испытания большого количества различных вариантов.

На втором этапе исследований была построена печь в бане, представленная для проведения исследований завершающего этапа. Для электропечи были выбраны трубчатые высокотемпературные нагревательные элементы типа НВСЖ, которые выпускаются на различные размеры и мощности.

Для проведения экспериментов использовались элементы типа НВСЖ-1,38/1,15 со следующими данными:
мощность 1,15 кВт; напряжение 110 В;
длина 1380 мм; диаметр 18,3 мм.

Указанные элементы типа НВСЖ имеют максимально допустимую рабочую температуру 600 °С, при рабочей температуре максимальный ток утечки 1,5 мА. Они должны обеспечить температуру на камнях 350–400 °С, только тогда печь даст качественный перегретый пар [3].

Измерение температуры воздуха проводилось при помощи ртутных термометров. Измерение температуры камней и нагревателей проводилось при помощи термометра типа ХК (хромель–копель).

Следует отметить, что точность измерения температуры нагревателей при помощи термопар зависит от способа крепления термопары к корпусу нагревателя, поэтому при практи-

ческой эксплуатации электропечей рекомендуется определить температуры нагревателей по цвету каления:

очень слабое свечение в темноте	— 550 °С;
темно-бурый	— 600 °С;
темно-красный	— 650 °С;
темно-вишнево-красный	— 700 °С;
светло-вишнево-красный	— 800 °С.

Питание установок происходило от трехфазной сети с линейным напряжением 380 В, нагреватели соединялись по 2 последовательно и в звезду; каждый нагреватель получил номинальное напряжение 110 В.

Испытания показали, что нагреватели следует располагать в один ряд с расстоянием между корпусами 30 мм (расстояние между центрами — 50 мм), а для получения нормальной теплоотдачи следует предусмотреть проход воздуха снизу. Камни можно нагрузить непосредственно на нагреватели, высота слоя камней 150–200 мм, желательнее иметь крупные камни диаметром не менее 100 мм.

Опробование многих вариантов печи показало, что только один ряд нагревателей под камнями не обеспечивает желаемой температуры на камнях. Поэтому был выбран вариант, где под потолком печи находится еще один ряд нагревателей (фиг. 1), составляющий около 30 % от общего их количества.

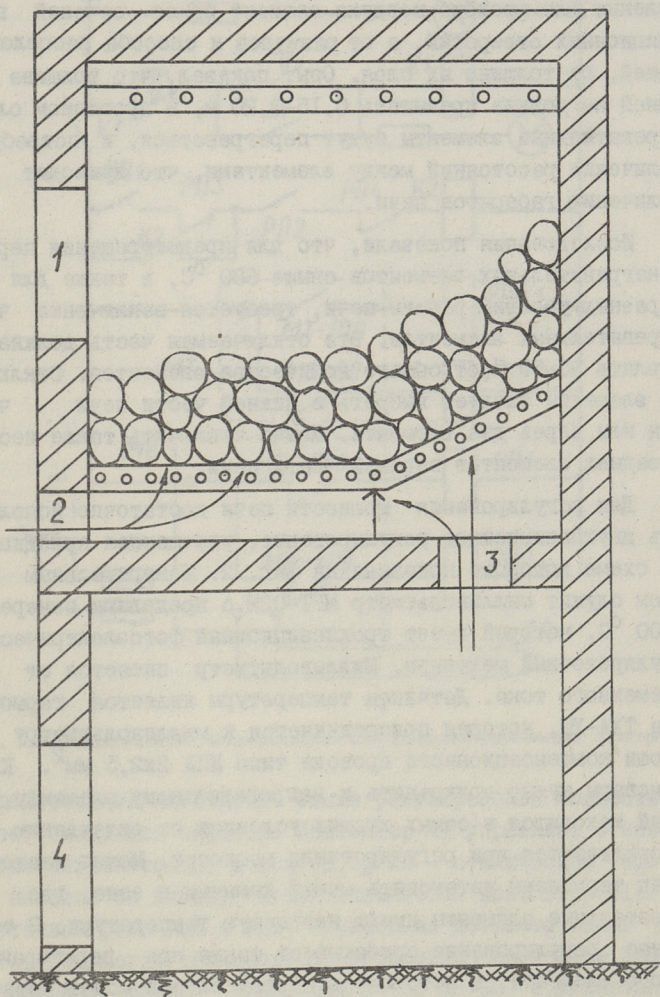
Схематический разрез разработанного варианта печи показан на фиг. 1; мощность печи 48 кВт; высота — 2,65 м; глубина — 1,66 м; ширина зависит от длины нагревателей.

Расположение нагревательных элементов в нижней части на наклонной поверхности выбрано с целью избежания орошения водой задней стенки печи.

На разработанной установке нагреватели расположены в отверстиях специальной решетки, ребра которой имеют расстояние друг от друга 100 мм. Нагревательные элементы свободно перемещаются в отверстиях решетки и их можно менять не снимая камней. Концы нагревателей выходят наружу и закрываются металлическими кожухами.

Для наблюдения и орошения камней имеется отверстие I в передней стенке высотой 0,4 м и шириной 0,5 м (20 дм²).

Второе отверстие 2 высотой 0,15 м и шириной 0,5 м ($7,5 \text{ дм}^2$) служит для прохода воздуха к нагревателям, а также для очистки области печи под нагревателями от разрушенных камней. Для прохода воздуха к задним нагревателям имеются отверстия 3 и 4, отверстие 3 (сечением 12 дм^2). Отверстие 2



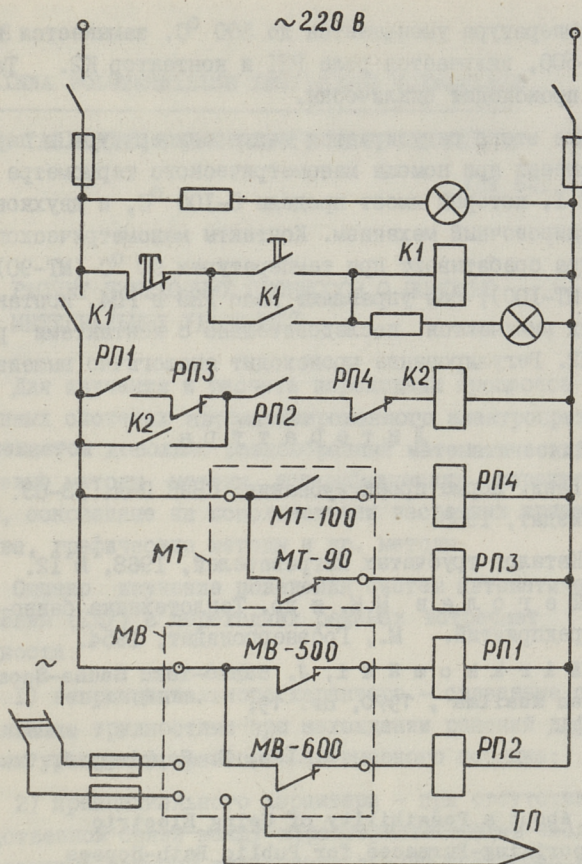
Фиг. 1. Разрез экспериментальной установки в бане.

можно на $2/3-3/4$ закрыть крышкой; оставшееся сечение должно быть $2-2,5 \text{ дм}^2$. Отверстие 4 используется также для ремонта и наблюдения, оно закрывается крышкой, в которой должны быть отверстия с общим сечением около 15 дм^2 .

Нужно отметить, что в основном вентиляционное сопротивление для прохода воздуха зависит не от сечений вентиляционных отверстий, а от размеров и способа расположения камней, от толщины их слоя. Опыт показал, что толщина слоя камней не должна превышать $0,15-0,20 \text{ м}$, в противном случае нагревательные элементы будут перегреваться, и потребуются увеличение расстояний между элементами, что приводит к увеличению габаритов печи.

Исследования показали, что для предотвращения перегрева нагревательных элементов свыше $600 \text{ }^\circ\text{C}$, а также для учета разных условий работы печи, требуется выключение части нагревательных элементов. Эта отключаемая часть должна составлять $30-50 \%$ от общего количества элементов. Отключаемые элементы следует выбрать в нижней части печи через один или через два элемента. Можно отключить также несколько задних элементов верхней части печи.

Для регулирования мощности печи достаточно использовать двухпозиционное регулирование, упрощенная принципиальная схема которого показана на фиг. 2. Измерительным прибором служит милливольтметр МР1-02М с пределами измерения $0-800 \text{ }^\circ\text{C}$, который имеет трехпозиционный фотоэлектрический регулировочный механизм. Милливольтметр питается от сети переменного тока. Датчиком температуры является термопара типа ТХА-ХШ, которая присоединяется к милливольтметру при помощи компенсационного провода типа КПЖ $2 \times 2,5 \text{ мм}^2$. Конец термопары нужно прикрепить к нагревательному элементу, который находится в самых худших условиях по охлаждению и не отключается при регулировании мощности. Можно также конец термопары установить между камнями в зоне, где нагревательные элементы имеют наивысшую температуру. В таком случае регулирование срабатывает также при перегорании одного элемента, к которому в первом случае может быть прикреплена термопара. При плохом прикреплении конца термопары милливольтметр показывает на $50-100 \text{ }^\circ\text{C}$ меньше. Момент отключения при наладке схемы следует выбрать по цвету каления



Фиг. 2. Принципиальная электрическая схема цепей управления электропечи.

нагревательных элементов. Схема регулирования мощности работает следующим образом. Контакт К1 управляет основной частью нагревателей, а контактор К2 - отключаемой частью. При нажатии на кнопку "Пуск" включается контактор К1, промежуточные реле РП1 и РП2, и через их контакты также контактор К2. Когда температура нагревателя достигает 500°C , срабатывает контакт милливольтметра МВ-500 и отключается реле РП1. При достижении температуры 600°C срабатывает контакт милливольтметра МВ-600, отключается реле РП-2 и контактор К2. Теперь начинается понижение температуры. Сначала замыкается контакт МВ-600 и включается реле РП2 и

когда температура уменьшается до 500 °С, замыкается контакт МВ-500, включается реле РП1 и контактор К2. Такой процесс происходит циклически.

Кроме этого регулируется также температура в парильном помещении при помощи манометрического термометра МТ типа ЭТ-1, который имеет пределы 0-100 °С, и двухконтактный регулировочный механизм. Контакты манометрического термометра срабатывают при температурах 90 °С (МТ-90) и 100 °С (МТ-100), они управляют реле РП3 и РП4, контакты последних включаются последовательно с контактами реле РП1 и РП2. Регулирование происходит аналогично вышеизложенному.

Л и т е р а т у р а

1. Бани. Нормы проектирования. СНиП П-Л. 13-63. М., Госстройиздат, 1963.
2. Каталог трубчатых нагревателей, 1968, № 12.
3. Щ е г о л е в М.М. и др. Теплотехника банно-прачечных предприятий. М., Госэнергоиздат, 1954.
4. K i r k k o m ä k i, J. Sähkö-isku Sauna-Suomen. - Tekniikan Maailma, 1970, nr. 19.

R. Irs, E. Sepping, J. Tomson

About a Possibility of Using Electric Vaporizing-Furnaces for Public Bath-Houses

S u m m a r y

In this paper the elaboration of electric vaporizing-furnaces for public bath-houses has been inspected. Creating optimal microclimatic conditions in hot vapour room has been analysed. The electric vaporizing-furnace has been worked out and tested on the ground of the analysis. The basic construction specifications of the furnace are presented. The principal electric scheme for electric power regulating has been performed.

РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ С ПОМОЩЬЮ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Для изучения и расчета переходных процессов в линейризованных системах автоматизированного электропривода (АЭП) применяется довольно разнообразный математический аппарат: корневые методы, методы логарифмических характеристик, методы, основанные на использовании частотных критериев качества, графические методы и др. методы.

Однако изучение поведения систем автоматического управления (САУ) в переходных режимах встречает следующие трудности:

- 1) непринципиального характера - связанные с вычислительными трудностями при нахождении решений дифференциальных уравнений сравнительно высокого порядка;
- 2) принципиального характера - при отсутствии непосредственной связи между характеристическими числами, представляющими решения дифференциального уравнения и параметрами САУ.

Особенно большую трудность представляет процесс синтеза САУ с заданными свойствами переходного процесса, так как связь между ординатами кривой переходного процесса на выходе системы и параметрами данной системы вовсе не так очевидна и непосредственна, чтобы можно было уверенно предвидеть должные изменения этих параметров системы.

Однако современные математические методы позволяют внести новое в традиционную область синтеза АЭП.

Как известно, с помощью интегральных уравнений удается находить переходную функцию процесса, которая в качестве постоянных содержит физические параметры исследуемой си-

стемы. Это свойство интегральных уравнений было уже использовано в [1] для построения специальных функций переходного процесса механических систем.

Особенно полезным оказывается применение интегральных уравнений для описания стохастических процессов. В работе [2] показано, что описание статистических процессов с помощью дифференциальных уравнений часто оказывается неприемлемым и не позволяющим получить конкретные характеристики анализируемых процессов. Связанный же с интегральными соотношениями переход к исследованию усредненных характеристик с привлечением величин, поддающихся экспериментальному наблюдению (и поэтому являющихся средними), позволяет получать в этих задачах конкретные результаты.

Вышеназванное необходимо учитывать при исследованиях и разработках высококачественных САУ современных АЭП, работающих, как правило, в условиях стохастических возмущений.

В связи с этим считаем целесообразным унифицировать описания динамических систем, а также методику исследования их.

Большинство физических процессов в природе и в технике описывается дифференциальными и интегральными уравнениями, поэтому основное внимание должно быть сконцентрировано на изучении свойств этих уравнений и упрощению вычислительных алгоритмов в целях упрощения применения их в инженерной практике.

Возможности аппарата интегральных уравнений при исследовании АЭП пока используются еще неполностью. Одной из причин этого является, возможно, несколько более позднее развитие методов их решения по сравнению с другими разделами математики. Учитывая их незначительную освещенность в задачах создания высококачественных и сложных АЭП, считаем оправданным и обоснованным в данной работе несколько более детальное знакомство с ними.

Рассмотрим вначале дифференциальное уравнение, описывающее стационарное движение системы:

$$a_0 \frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx(t)}{dt} + a_n x(t) = f(t). \quad (I)$$

Здесь

$$x(0) = C_0; \quad \frac{dx}{dt}(0) = C_1, \dots, \frac{d^{n-1}x}{dt^{n-1}}(0) = C_{n-1}, \quad t \geq 0. \quad (2)$$

Для решения (I) необходимо найти вначале решение одно-родного уравнения, т.е. решение уравнения:

$$a_0 \frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_n x(t) = 0. \quad (3)$$

Пусть $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ линейно независимые решения уравнения (3), тогда решение уравнения (I) можно записать в следующем виде

$$x(t) = \int_0^t G(t-\tau) f(\tau) d\tau, \quad (4)$$

где $G(t)$ является функцией Грина и определяется выражением:

$$G(t) = \sum_{k=0}^n \frac{V_k[x_1(0), \dots, x_n(0)]}{V[x_1(0), \dots, x_n(0)]} x_k(t). \quad (5)$$

В (5)

$$V[x_1(t), \dots, x_n(t)] = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \dots & x_n(t) \\ x_1^{(1)}(t) & x_2^{(1)}(t) & \dots & x_n^{(1)}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_1^{(n-1)}(t) & x_2^{(n-1)}(t) & \dots & x_n^{(n-1)}(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$V_k[x_1(t), \dots, x_n(t)]$ - определитель, полученный из определителя V путем замены k -го столбца на $(0, 0, \dots, 0, 1)$.

Для решения уравнения (3) как известно надо найти корни характеристического уравнения, т.е. алгебраического уравнения степени n :

$$a_0 \alpha^n + a_1 \alpha^{n-1} + \dots + a_n = 0. \quad (7)$$

Если все корни $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ этого уравнения различны, то общее решение дифференциального уравнения (3) есть сумма частных решений

$$x = \sum_{i=1}^n c_i e^{\alpha_i t}. \quad (8)$$

Различные члены в решении, т.е. $c_i e^{\alpha_i t}$, $i = 1, \dots, n$ называются собственными колебаниями, а n постоянных c_i определяются по начальным или краевым условиям решаемой задачи.

Как известно, корни характеристического уравнения (7) определяются только видом левой части уравнения (I), а постоянные интегрирования определяются также видом правой его части.

Для многих случаев исследований АЭП в переходных режимах обычно достаточно лишь изучения его поведения как реакции системы на возмущение в виде единичной ступенчатой функции $f(t) = 1(t)$ или на заданное воздействие такого же вида.

Для воздействия вида единичной ступенчатой функции существуют методы сведения решения неоднородного уравнения (I) к решению уравнения без правой части, т.е. к уравнению (3), с помощью перехода к другой переменной [3]. Это значительно упрощает решения уравнений вида (I) и рассмотрение поведения системы в переходных режимах. Однако и здесь отсутствует легко наблюдаемая связь между величинами коэффициентов дифференциального уравнения, представляющих параметры исследуемой системы, и численными значениями измеряемой (исследуемой) ее координаты.

В дальнейшем обратимся к выяснению вопроса, что дает переход к интегральным уравнениям.

Дифференциальное уравнение (I), нормированное по первому коэффициенту

$$\frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx(t)}{dt} + a_n x(t) = f(t), \quad t \geq 0, \quad (9)$$

эквивалентно линейному интегральному уравнению Вольтерра второго рода.

$$u(t) + \int_0^t K(t, \tau) u(\tau) d\tau = f(t), \quad (t, \tau \in [a, b]). \quad (10)$$

Для уравнения (10) существует общая аналитическая форма записи решения [4]

$$u(t) = f(t) + \int_0^t R(t, \tau) f(\tau) d\tau. \quad (11)$$

Функция $R(t, \tau)$ называется резольвентой (разрешающим ядром) и определяется выражением

$$R(t, \tau) = \sum_{n=0}^{\infty} K_{n+1}(t, \tau), \quad (12)$$

где K_{n+1} — итерированные (повторные) ядра, подчиняющиеся рекуррентным соотношениям

$$K_1(t, \tau) = K(t, \tau);$$

..... (13)

$$K_{n+1}(t, \tau) = \int_0^{\tau} K(t, \tau) K_n(\tau, s) ds, \quad n = 1, 2, \dots$$

Заметим, что резольвента не зависит от свободного члена $f(t)$ и определяется только его ядром. Поэтому нахождение резольвенты имеет большое значение в задачах динамических систем (в частности, динамики АЭП), где часто приходится отыскивать решения при различных возмущениях и при одном и том же ядре.

В работе [1] доказано, что резольвента интегрального уравнения представляет собой n -ю производную от реакции системы на единичный импульс и $(n+1)$ -ю производную от реакции системы на единичное воздействие. Следовательно, реакцию системы на единичный импульс можно выразить через резольвенту следующим образом:

$$A(t) = \int_0^t \underbrace{\dots \int_0^{\tau} R(t, \tau) d\tau^n}_{n \text{ раз}} + \frac{t^{n-1}}{(n-1)!}, \quad (14)$$

а реакцию системы на единичное воздействие несколько иначе

$$B(t) = \int_0^t \underbrace{\dots \int_0^{\tau} R(t, \tau) d\tau^{n+1}}_{n+1 \text{ раз}} + \frac{t^n}{n!}. \quad (15)$$

Как следует из уравнений (11, 14, 15), для определения поведения динамической системы нужно найти ее резольвенту, к нахождению вычислительного алгоритма которого мы и приступим. Учитывая возможность приведения дифференциального уравнения, описывающего поведение системы на единичное воздействие, к однородному дифференциальному уравнению, рассмотрим (без потери общности) уравнение

$$\frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx(t)}{dt} + a_n x(t) = 0, \quad t \geq 0. \quad (16)$$

В целях сокращения второго члена в уравнении (16) предлагается произвести известную замену переменной $x(t)$ на произведение двух функций

$$x(t) = y(t) e^{-\frac{a_1}{n} t}. \quad (17)$$

Затем, продифференцировав выражение (16) по известной формуле Лейбница, имеем:

$$x^{(k)} = \left[y^{(k)} - C_k^1 \left(\frac{a_1}{n}\right) y^{(k-1)} + C_k^2 \left(\frac{a_1}{n}\right)^2 y^{(k-2)} - \dots + (-1)^k C_k^k \left(\frac{a_1}{n}\right)^k y \right] e^{-\frac{a_1}{n} t}, \quad (18)$$

где $C_k^i, i=1, 2, \dots, k$ обозначение числа сочетаний из элементов по i , т.е.

$$C_k^i = \frac{k!}{(k-i)! i!}. \quad (19)$$

При этом в формуле (19) всегда полагается что $0! = 1$ и $1! = 1$.

Вычисляя по (18) все производные уравнения (16), подставляя затем их в это уравнение и сгруппировав коэффициенты при одинаковых производных, приводим уравнение (16) к виду:

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n} + b_2 \frac{d^{n-2} y(t)}{dt^{n-2}} + \dots + b_{n-1} \frac{dy(t)}{dt} + b_n y(t) = 0, \quad (20)$$

где коэффициенты $b_i, (i=2, 3, \dots, n)$ вычисляются по формуле (21)

$$b_i = C_n^i \left(-\frac{a_1}{n}\right)^2 + a_1 C_{n-1}^{i-1} \left(-\frac{a_1}{n}\right) + a_2 C_{n-2}^{i-2} \left(\frac{a_1}{n}\right) + \dots + a_i. \quad (21)$$

В новом дифференциальном уравнении (20) необходимо также скорректировать начальные условия с учетом произведенной замены переменной (17) с помощью следующей формулы:

$$x_{(0)}^k = y_{(0)}^{(k)} - C_k^1 \left(\frac{a_1}{n}\right) y_{(0)}^{(k-1)} + C_k^2 \left(\frac{a_1}{n}\right)^2 y_{(0)}^{(k-2)} - \dots + (-1)^k C_k^k \left(\frac{a_1}{n}\right)^k y_0, \quad (22)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, n-1.$

Положим в уравнении (20)

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n} = u(t). \quad (23)$$

Проинтегрировав затем это равенство n раз и подставив полученные значения в дифференциальное уравнение (20), приведем его к интегральному уравнению Вольтерра второго рода:

$$\begin{aligned} u(t) + \int_0^t \left[b_2(t-\tau) + b_3 \frac{(t-\tau)^2}{2!} + \dots + b_n \frac{(t-\tau)^{n-1}}{(n-1)!} \right] u(\tau) d\tau = \\ = -y_{(0)}^{(n-1)} \left[b_2 t + b_3 \frac{t^2}{2} + \dots + b_n \frac{t^{n-1}}{(n-1)!} \right] - y_{(0)}^{(n-2)} \left[b_2 + b_3 t + \dots + b_n \frac{t^{n-2}}{(n-2)!} \right] - \\ - \dots - y_{(0)}^{(n-i)} \left[b_i + b_{i+1} t + \dots + b_n \frac{t^{n-i}}{(n-i)!} \right] - y_{(0)}^{(i)} \left[b_{n-1} + b_n t \right] - y_{(0)} b_n. \end{aligned} \quad (24)$$

Легко видеть, что правая часть интегрального уравнения содержит ядро

$$K(t, \tau) = b_2 \frac{t-\tau}{1!} + b_3 \frac{(t-\tau)^2}{2!} + \dots + b_n \frac{(t-\tau)^{n-1}}{(n-1)!} \quad (25)$$

и его производные при $\tau = 0$. Учитывая это обстоятельство можно интегральному уравнению придать более компактный вид:

$$u(t) + \int_0^t K(t, \tau) u(\tau) d\tau = -y_{(0)}^{(n-1)} K(t) - y_0^{(n-2)} K^{(1)}(t) - \dots - y_0^{(n-i)} K^{(i-1)}(t) - \dots - y_{(0)}^{(1)} K^{(n-2)}(t) - y_0 K^{(n-1)}(t). \quad (26)$$

Для нахождения резольвенты интегрального уравнения итерационным методом необходимо вначале определить итерированные ядра по (13), воспользовавшись при этом известной формулой

$$\int_{\tau}^t \frac{(t-s)^k}{k!} \frac{(s-\tau)}{i} ds = \frac{(t-\tau)^{k+i+1}}{(k+i+1)!}. \quad (27)$$

Здесь окажется возможным любую итерацию ядра (25) представить в следующей форме:

$$K_{n+1}(t, \tau) = \sum_{i=0}^m \sum_{k=0}^{m-i} \dots \sum_{q=0}^{m-i-\dots-p} C_m^k C_{m-i}^k \dots C_{m-i-\dots-p}^q \times b_2^{m-i-k-\dots-q} b_3^q b_4^p \dots b_n^i \frac{(t-\tau)^{2m+q+2p+\dots+(n-2)i-1}}{[2m+q+2p+\dots+(n-2)i-1]!}. \quad (28)$$

Просуммировав все итерации ядер от I до m, можно найти резольвенту интегрального уравнения (24) в общем виде

$$R_m(t-\tau) = \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \sum_{i=0}^m \sum_{k=0}^m \dots \sum_{q=0}^{m-i-\dots-p} C_m^i C_{m-i}^k \dots C_{m-i-\dots-p}^q \times b_2^{m-i-k-\dots-q} b_3^q b_4^p \dots b_n^i \frac{(t-\tau)^{2m+q+2p+\dots+(n-2)i-1}}{[2m+q+2p+\dots+(n-2)i-1]!}. \quad (29)$$

Как видно из (29), резольвента $R(t-\tau)$ содержит только параметры описываемой этим уравнением системы и таким образом окажется возможным непосредственное количественное исследование переходного процесса в функции параметров системы. Задавая при этом (в физически реализуемых пределах) различные комбинации параметров системы, например, по общепризнанному методу планирования эксперимента можно определить такие параметры системы, которые отвечают наиболее полно заданным требованиям качества переходного про-

цесса. Из рассмотрения вышеизложенного легко убедиться, что переход к интегральным уравнениям анализа и синтеза САУ электроприводами является оправданным, особенно при применении ЭВМ.

Л и т е р а т у р а

1. Г о л у б е н ц е в А.Н. Интегральные методы в динамике. Киев, Техніка, 1967. 352 с.

2. М и т р о п о л ь с к и й Ю.А. Метод усреднения в нелинейной механике. Киев, Наукова думка, 1971. 232 с.

3. Б е с е к е р с к и й В.А., П о п о в Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М., Наука, 1975. 768 с.

4. В е р л а н ь А.Ф., С и з и к о в В.С. Методы решения интегральных уравнений с программами для ЭВМ: Справочное пособие. Киев, Наукова думка, 1978. 292 с.

K. Saks

Calculation of Transient Processes by Means of Integral Equations

S u m m a r y

Transient processes are calculated by means of integral equations in this work.

The problems of calculating the transient process curve are examined. The algorithm for calculating the transient process curve by means of integral equations is presented.

А.-К.Н. Кыйв, В.И. Межбурд, Т.Б. Росман

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
РАСХОДОМЕРОВ В КАЧЕСТВЕ ЭТАЛОННЫХ

Проведенные ранее в ТПИ работы [1] показали, что электромагнитные преобразователи расхода (ЭПР) имеют практически линейные характеристики, несмотря на применение магнитных систем различной конфигурации и длины. Это определяет возможность использования ЭПР, работающих в одной точке, близкой к верхнему пределу, в качестве эталонных приборов расходомерных комплексов, предназначенных для градуировки расходомеров. При работе расходомерного комплекса на постоянном расходе, осесимметричном стабилизированном потоке на одной жидкости, и температуре требуемую точность определения расхода вполне способен обеспечить ЭПР, близкий к традиционной конструкции при тщательном исполнении и применении некоторых простых технологических приемов, улучшающих стабильность сигнала.

Для экспериментального подтверждения этой возможности проведены испытания для определения среднеквадратичной погрешности ЭПР на расходомерной установке УР-3 и на объемных расходомерных установках ТПО "Промприбор" класса 0,3. На установке УР-3 (ЭПР диаметра 25 мм) объем мерного бака постоянный и не требует измерения. Следовательно, обработке подлежат только данные вторичных приборов и ЭПР. Влияние стэнда на точность ограничивается точностью автоматической фиксации начального и конечного уровня жидкости в мерном баке и стабильностью расхода. С учетом истинного размера водяного зеркала в расходомерном баке УР-3 можно утверждать, что погрешность в определении объема жидкости, равную 0,05 %, вызывает неточность срабатывания контактного уровня, эквивалентная колебанию уровня порядка 0,14 ... 0,21 мм.

Преобразователи расхода среднего и большого диаметра (Ду 50, 80, 150) испытывались на объемных стендах. На объемных расходомерных установках перед началом измерений устанавливался необходимый расход. В дальнейшем в течение всего времени эксперимента (6 - 16 часов) производительность стенда не регулировалась. Через заданные промежутки времени производились измерения, которые заключались в определении объема жидкости в мерном баке, времени наполнения бака и определении показания вторичного прибора. В качестве вторичного устройства использованы интегрирующие усилители с частотным выходом, позволяющие сопоставлять число импульсов за время наполнения мерной емкости с ее объемом.

При обработке данных определялось среднее за время эксперимента значение показаний по расходомерному стенду и среднее значение показаний вторичного прибора, которые принимались базисными величинами. Затем все единичные измерения выражались через эти базисные величины в относительных единицах, обычным путем определялись в процентах погрешности отдельных измерений по вторичному прибору и среднеквадратичные погрешности за один эксперимент (день испытаний), а также за весь цикл экспериментов.

В ходе экспериментов на объемном стенде вторичный прибор выдавал через каждые 10 секунд средний расход в процентах от максимальной шкалы за предыдущие 10 секунд или суммарное число импульсов за каждые 10 секунд, пропорциональное объему жидкости, протекающему через ЭПР за эти 10 секунд, либо количество импульсов за время наполнения бака. Различие выдаваемых данных было обусловлено применением различных измерительных схем обработки информации. В первом случае счетчик импульсов не был заблокирован с системой пуска и основки стенда и при плохой стабилизации расхода во времени возникала дополнительная погрешность за период несовпадения начал и концов отсчета по баку и по прибору. По второй методике из обработки исключается время заполнения бака, чем исключается погрешность, вызываемая счетчиком времени. Момент включения счетчика импульсов синхронизирован с фазой напряжения. Поэтому несовпадение времени измерения по баку и по при-

бору может отличаться на величину $\pm 2T$, где T - период напряжения. Уменьшение этой погрешности возможно увеличением времени измерения.

На расходомерных объемных стендах определенный вклад в случайную погрешность вносят влияние времени срабатывания перекидного устройства, колебаний уровня перелива, разности температур воды в баках и водомерных трубах, не поддающиеся анализу и детально не изученные. Вероятная абсолютная ошибка определения уровня по равномерной трубке в 1 мм вносит вклад в среднеквадратичные значения порядка 0,02...0,03 %.

Результаты 3550 измерений I3 серийных (с) и макетных (М) ЭПР при разных скоростях и длительностях экспериментов представлены в таблице I. ЭПР № 10 и I3 - с четырьмя парами электродов, равномерно размещенными вдоль оси трубы.

Т а б л и ц а I
Результаты измерений I3 серийных и макетных ЭПР

№	№ ЭПР	Ф ЭПР	тип	стаб. напр.	v	длит. эксп.	число точек	s
		мм			м/с			час
I	2	3	4	5	6	7	8	9
1	I	25	C	да	5,8	4,9	52	0,044
2	I	25	C	да	5,8	6,8	67	0,059
3	I	25	C	да	6,1	4,3	36	0,025
4	I	25	C	да	5,7	6,9	46	0,025
5	I	25	C	да	5,7	6,1	62	0,070
6	I	25	C	да	5,5	7,1	37	0,034
7	I	25	C	да	5,8	175,0	289	0,133
8	2	25	М	да	5,8	4,9	52	0,059
9	2	25	М	да	5,8	6,8	67	0,046
10	2	25	М	да	6,1	4,3	36	0,042
11	2	25	М	да	5,7	6,9	46	0,035
12	2	25	М	да	5,7	6,1	62	0,082
13	2	25	М	да	5,5	7,1	37	0,049
14	2	25	М	да	5,8	175,0	289	0,155
15	3	25	C	да	5,8	4,9	52	0,063
16	3	25	C	да	5,8	6,8	67	0,176

I	2	3	4	5	6	7	8	9
17	3	25	C	да	6,1	4,3	36	0,063
18	3	25	C	да	5,7	6,9	46	0,104
19	3	25	C	да	5,7	6,1	62	0,072
20	3	25	C	да	5,5	7,1	37	0,111
21	3	25	C	да	5,8	175,0	289	0,189
22	4	25	M	да	5,8	4,9	52	0,037
23	4	25	M	да	5,8	6,8	67	0,045
24	4	25	M	да	6,1	4,3	36	0,057
25	4	25	M	да	5,7	6,9	46	0,064
26	5	50	C	да	9,9	15,8	64	0,060
27	5	50	C	да	7,1	15,8	65	0,052
28	5	50	C	да	4,2	15,8	63	0,050
29	6	80	M	нет	2,8	11,0	68	0,115
30	6	80	M	нет	2,8	4,9	55	0,072
31	6	80	M	нет	2,8	10,6	64	0,066
32	6	80	M	нет	2,8	15,9	93	0,097
33	7	80	M	нет	2,8	11,0	68	0,093
34	7	80	M	нет	2,8	4,9	55	0,067
35	7	80	M	нет	2,8	10,6	64	0,053
36	7	80	M	нет	2,8	15,9	93	0,063
37	8	80	M	нет	2,8	11,0	68	0,086
38	8	80	M	нет	2,8	4,9	55	0,065
39	8	80	M	нет	2,8	10,6	64	0,048
40	8	80	M	нет	2,8	15,9	93	0,066
41	9	80	M	нет	2,8	11,0	68	0,100
42	9	80	M	нет	2,8	4,9	55	0,077
43	9	80	M	нет	2,8	10,6	64	0,135
44	9	80	M	нет	2,8	15,9	93	0,132
45	10	80	M	нет	2,9	10,3	58	0,155
46	11	150	C	да	3,9	15,8	59	0,056
47	12	150	C	нет	3,8	13,7	38	0,167
48	13	150	M	нет	3,8	13,7	41	0,266
49	13	150	M	да	3,7	15,5	48	0,050

В ходе экспериментов установлено, что питание стабилизированным напряжением существенно уменьшает среднеквадратичное отклонение.

Экспериментально установлено, что электромагнитные преобразователи расхода можно рекомендовать в качестве эталонных, так как у всех испытанных ЭПР кроме № 3, у которого был неправильно настроен интегрирующий блок, ожидаемая максимальная погрешность меньше гарантированного класса 0,3 объемных установок. Анализ полученных данных свидетельствует о том, что при применении расходомерных стендов предельных точностей нами получены предельно возможные для них среднеквадратичные отклонения, минимальные значения которых составляют около 0,05 % и большей точности достигнуть не удается из-за ограниченной точности стендов.

Отмечалось увеличение среднеквадратичной погрешности при увеличении времени эксперимента. По данным экспериментов среднеквадратичное отклонение, определенное более чем за 7 суток (эксперименты № 7, 14, 21), существенно больше ежедневного. Для увеличения точности измерений целесообразно поэтому ежедневно производить настройку контрольных расходомеров комплекса.

Л и т е р а т у р а

1. Кны в А.-К.Н., Ме ж б у р д В.И. Сигнал МГД-преобразователя расхода. Сб. материалов к УП Таллинскому совещанию по электромагнитным расходомерам, вып. I, 1976, с. 7-16.



Цена 60 коп.