

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

**Сборник научных трудов
Тематический выпуск
"Проблемы совершенствования
электрических машин и аппаратов"**

3'2012

Издание основано Национальным техническим университетом
"Харьковский политехнический институт" в 2001 году

Государственное издание

Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

Л.Л. Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

Секретарь

К.А. Горбунов, канд. техн. наук, доц.

А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.

Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.

Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.

Б.Т. Бойко, д-р техн. наук, проф.

Ф.Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.

М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.

А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.

В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.

В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.

И.Ф. Домнин, д-р техн. наук, проф.

В.В. Елифанов, канд. техн. наук, проф.

Ю.И. Зайцев, канд. техн. наук, проф.

О.П. Качанов, д-р техн. наук, проф.

В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.

С.И. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.

В.М. Кошельник, д-р техн. наук, проф.

В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.

Г.В. Лисачук, д-р техн. наук, проф.

В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.

О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.

В.И. Николаенко, канд. ист. наук, проф.

П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.

В.А. Пуляев, д-р техн. наук, проф.

М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.

В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.

Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.

Н.А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.

Заместитель ответственного редактора:

В.Ф. Болюх, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

А.Г. Серета, канд. техн. наук, доц.

Члены редколлегии:

В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.

В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.

Б.В. Клименко, д-р техн. наук, проф.

В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.

В.И. Милых, д-р техн. наук, проф.

Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.

Адрес редколлегии: 61002,
Харьков, ул. Фрунзе, 21. НТУ
"ХПИ".

Каф. ЭА. Тел. (057) 707-68-64
E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2012. – № 3. – 154 с.

Випуск приурочений до Міжнародного симпозиуму "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2012), 24 – 26 жовтня 2012 року, Харків, НТУ "ХПІ". В збірнику висвітлюються проблеми удосконалення електричних машин і апаратів, досягнення вчених, вузів і підприємств України та інших країн.

Для наукових співробітників, викладачів, аспірантів, спеціалістів.

The issue is dated to the International Symposium "Problems of electric machines and apparatus perfection. Theory and practice" (SIEMA'2012), October 24-26, 2012, Kharkov, NTU "KPI". The collection presents papers on electric machines and apparatus, achievements of scientists, specialists of high schools and enterprises in Ukraine and other countries.

The issue is addressed to scientists, teachers, post-graduate students and experts.

Выпуск приурочен к Международному симпозиуму "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2012), 24 – 26 октября 2012 года, Харьков, НТУ "ХПИ". В сборнике освещаются проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов, достижения ученых, вузов и предприятий Украины и других стран.

Для научных сотрудников, преподавателей, аспирантов, специалистов.

Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" включено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук (додаток до Постанови Президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4, п. 20, технічні науки).

**Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ";
Протокол № 3 від 02.03.2012.**

© Національний технічний університет "ХПІ", 2012

УДК 621.313:536.2.24:539.2

В. Ф. БОЛЮХ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харків

**ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОГО
УСТРОЙСТВА В РАБОЧЕМ ЦИКЛЕ "ОТТАЛКИВАНИЕ-
ТОРМОЖЕНИЕ"**

Pushing away and braking processes in the core of inductive-dynamic device are analyzed at their following during of one running cycle. The core height and speed decrease are determined as functions of capacitor store parameters and distance between core and inductor of the device.

Розглянуті процеси відштовхування та гальмування якоря в індукційно-динамічному пристрої, які протікають послідовно в єдиному робочому циклі. Визначені значення висоти підкидання та зниження швидкості зіткнення якоря з індуктором в залежності від параметрів ємнісного накопичувача енергії та відстані між падаючим якорем та індуктором.

Рассмотрены процессы отталкивания и торможения якоря в индукционно-динамическом устройстве, которые протекают последовательно в едином рабочем цикле. Установлены значения высоты подбрасывания и снижения скорости соударения якоря с индуктором в зависимости от параметров емкостного накопителя энергии и расстояния между падающим якорем и индуктором.

Введение. Индукционно-динамические устройства (ИДУ) применяется во многих технических системах для ускорения массивных объектов до высоких скоростей, деформации металлов, обеспечения высокого быстродействия, создания ударных нагрузок и др. [1-5]. В ИДУ неподвижный индуктор, возбуждаемый, как правило, от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), посредством импульсного магнитного поля наводит токи в электропроводящем якоре, который под действием электродинамических сил вместе с исполнительным элементом (ИЭ) отталкивается от индуктора.

Анализ литературы. Помимо отталкивания в ряде технических систем существует задача бесконтактного торможения якоря относительно индуктора для уменьшения механических деформаций соударяемых элементов, снижения акустического шума, повышения надежности и рабочего ресурса [6, 7]. Задача отталкивания и последующего торможения якоря возникает, например, в индукционно-динамическом

двигателе циклического действия, у которого якорь, совершает возвратно-поступательное движение вместе с ударным ИЭ [3, 7]. В баллистическом лазерном гравиметре с симметричной схемой измерения ускорения свободного падения осуществляется вертикальное подбрасывание и последующее свободное падение ИЭ, выполненного в виде оптического отражателя, который взаимодействует с лазерным интерферометром [8, 9]. Применение демпфирующих элементов, расположенных между соударяющимися элементами системы, не всегда целесообразно и возможно. Поскольку процессы отталкивания и торможения якоря протекают последовательно с небольшой временной задержкой и с использованием одного и того же неподвижного индуктора, то электронная система возбуждения должна формировать необходимые импульсы тока возбуждения индуктора, не требующие дополнительной зарядки ЕНЭ в течение короткого рабочего цикла. Однако характер протекающих процессов и параметры ИДУ, обеспечивающие наиболее эффективную работу цикла "отталкивание – торможение", не исследованы.

Цель исследования. Определение характера протекающих процессов и электромеханических параметров ИДУ, при которых реализуется наиболее эффективный рабочий цикл "отталкивание – торможение" якоря вместе с массивным исполнительным элементом, движущихся вдоль вертикальной оси.

Схема ИДУ. Рассмотрим ИДУ, предназначенное для баллистического гравиметра и состоящее из неподвижного индуктора 1, выполненного в виде многовитковой обмотки дисковой формы, и электропроводящего якоря 2, выполненного в виде плоского медного диска, который перемещается вдоль вертикальной оси z (рис. 1) [10]. Якорь взаимосвязан с ИЭ 3, а индуктор – с неподвижным основанием 4. В начале рабочего цикла при отталкивании якорь устанавливается на индукторе, т.е. расстояние между ними $Z_0=0$. При торможении якоря, движущегося вниз со скоростью V_0 , возбуждение индуктора осуществляется в момент, когда $Z_0>0$.

Для создания двух последовательных полярных импульсов возбуждения индуктора в едином рабочем

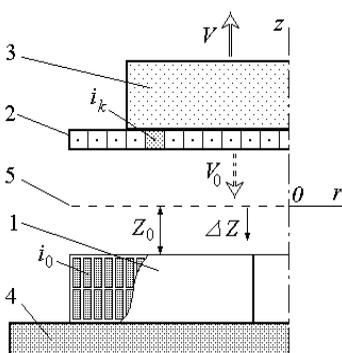


Рис. 1. Схема ИДУ.

цикле используется электронная схема, содержащая ЕНЭ C , блок питания БП, предназначенный для зарядки ЕНЭ до необходимого напряжения U_0 , и блок управления БУ, обеспечивающий последовательное открывание тиристоров VS_0 , VS_1 , VS_2 короткими импульсами (рис. 2). Основные параметры ИДУ представлены в таблице.

Таблица – Параметры ИДУ

Параметр	Обозначение	Величина
Внешний диаметр индуктора, мм	D_{ex1}	100
Внутренний диаметр индуктора, мм	D_{in1}	10
Высота индуктора, мм	H_1	10
Внешний диаметр якоря, мм	D_{ex2}	100
Внутренний диаметр якоря, мм	D_{in2}	1
Высота якоря, мм	H_2	2
Количество витков индуктора, шт	N_1	42
Сечение провода индуктора, мм ²	$a \cdot b$	1,8·4,8
Масса ИЭ, кг	P	0,12
Энергия ЕНЭ, Дж	W_0	120

Математическая модель ИДУ. При работе ИДУ, в диске электропроводящего якоря возникает существенная неравномерность распределения индуцированного тока. Для учета этого в математической

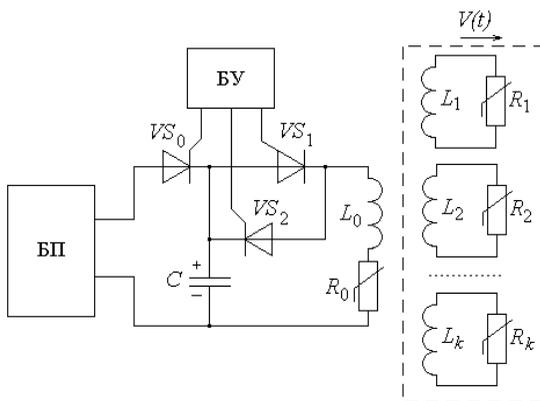


Рис. 2. Схема замещения ИДУ.

темой дифференциальных уравнений [7]:

модели якорь представляется совокупностью элементарных короткозамкнутых k контуров, равномерно распределенных по поверхности диска, а многовитковый индуктор – первичным контуром, подсоединенным к ЕНЭ (рис. 2). В таком случае электрические процессы ИДУ можно описать сис-

$$\begin{aligned}
& R_0(T_0) \cdot i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_0 dt + M_{01}(z) \frac{di_1}{dt} + \dots \\
& \dots + M_{0k}(z) \frac{di_k}{dt} + V(t) \left(i_1 \frac{dM_{01}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{0k}}{dz} \right) = U_0; \\
& R_1(T_1) \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{01}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1k} \times \\
& \times \frac{di_k}{dt} + V(t) \left(i_0 \frac{dM_{01}}{dz} + i_2 \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{1k}}{dz} \right) = 0; \quad (1) \\
& R_k(T_k) \cdot i_k + L_k \frac{di_k}{dt} + M_{0k}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{1k} \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{k-1k} \times \\
& \times \frac{di_{k-1}}{dt} + V(t) \left(i_0 \frac{dM_{0k}}{dz} + i_1 \frac{dM_{1k}}{dz} + \dots + i_{k-1} \frac{dM_{k-1k}}{dz} \right) = 0,
\end{aligned}$$

где i_0, L_0, R_0 – соответственно ток, индуктивность и сопротивление индуктора; i_k, L_k, R_k – соответственно ток, индуктивность и сопротивление элементарного короткозамкнутого k -го контура якоря, перемещающегося со скоростью $V(t)$ вдоль оси z относительно индуктора; M_{kp} – взаимоиндуктивность между соответствующими токовыми контурами ($k \neq p$); T_k – температура k -го токового контура; T_0 – температура индуктора; C, U_0 – соответственно емкость и напряжение заряда ЕНЭ.

На якорь в n -ый момент времени действует аксиальная электродинамическая сила

$$f_z(z, t) = i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz}(z). \quad (2)$$

При учете силы тяжести и аэродинамического сопротивления воздуха скорость и перемещение якоря с ИЭ можно представить в виде рекуррентных соотношений:

$$\begin{aligned}
V(t_{n+1}) = & V(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{P + m_2} i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz} - \\
& - g(P + m_2) - 0,125 \cdot \pi \cdot \gamma_a \beta_a D_{ex2}^2 V^2(t_n); \quad (3)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Delta Z(t_{n+1}) = & \Delta Z(t_n) + V(t_n) \Delta t + \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz} \times \\
& \times \frac{(t_{n+1} - t_n)^2}{P + m_2} i_0(t_n) - g(P + m_2) - 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{ex2}^2 V^2(t_n), \quad (4)
\end{aligned}$$

где m_2, P – массы якоря и ИЭ соответственно; g – ускорение свободного падения; γ_a – плотность воздуха; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления.

При близком взаимном расположении якоря и индуктора токи и действующие на них электродинамические силы в значительной степени определяются точностью расчета величин само- и взаимной индукции. Исходя из этого, в математической модели все токовые элементы разбиваются на ряд элементарных катушек с малыми размерами поперечного сечения относительно диаметра. Тогда индуктивность p -го и его взаимная индуктивность с q -м элементом представляются в виде

$$L_p = \sum_{n=1}^N L_n + \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N M_{nm}, \quad m \neq n; \quad M_{pq} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=N+1}^{N+P} M_{nm}, \quad (4)$$

где N, P – число элементарных катушек прямоугольного сечения, на которые разбиваются p -й и q -й элементы; L_n – собственная индуктивность n -ой элементарной катушки; M_{nm} – взаимная индуктивность n -ой и m -ой элементарных катушек.

Для определения температуры активного элемента (индуктора или якоря), изменяемой в течение рабочего процесса и распределенной по сечению, используется нелинейное уравнение теплопроводности

$$c^*(T) \cdot \gamma \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_w(T) \left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + j^2(t) \cdot k_z \cdot \rho(T), \quad (5)$$

где $c^*(T)$ – усредненная удельная теплоемкость активного элемента; γ – усредненная плотность активного элемента; $j(t)$ – плотность тока; $\lambda_w(T)$ – коэффициент теплопроводности активного элемента; k_z – коэффициент заполнения индуктора; $\rho(T)$ – удельное сопротивление активного элемента.

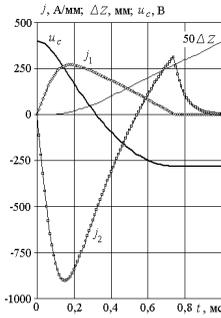
Система уравнений (1)-(5), описывающая нелинейные электромеханические и тепловые процессы с изменяемыми параметрами, рассчитывается в пакете *Matlab*.

Эффективность ИДУ в рабочем цикле "отталкивание – торможение" при вертикальном перемещении якоря можно оценить:

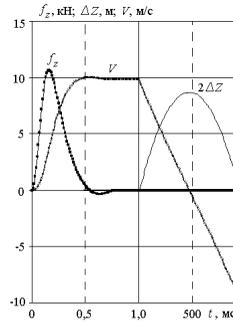
– максимальной высотой h подбрасывания якоря на этапе отталкивания;

– минимальной скоростью V_1 якоря относительно индуктора на этапе торможения.

Этап отталкивания ИДУ. Рассмотрим электромеханические процессы ИДУ при использовании ЕНЭ с емкостью $C=1500$ мкФ и напряжением $U_0=400$ В (рис. 3). Отталкивание якоря относительно индуктора осуществляется путем подачи сигнала с БУ на тиристор VS_1 (рис. 2). На этапе подбрасывания якоря вертикально вверх из-за изменяемой магнитной связи плотность тока индуктора j_1 и усредненная плотность тока якоря j_2 меняются не гармонически.



а



б

Рис. 3. Характеристики ИДУ: а – для индуктора; б – для якоря.

Максимальная плотность тока в индукторе $j_{1m}=271,6 \text{ A/mm}^2$ достигается при $0,18 \text{ мс}$, а длительность импульса составляет $0,75 \text{ мс}$. Максимум плотности тока в якоре существенно выше и составляет $j_{2m}=905 \text{ A/mm}^2$, причем длительность первого полупериода короче и равна $0,54 \text{ мс}$. После этого изменяется полярность индуцированного тока, а при прекращении импульса тока в индукторе – происходит быстрое затухание тока якоря. При этом напряжение ЕНЭ u_c меняет полярность с $U_0=-400 \text{ В}$ до $U_1=-280,3 \text{ В}$. Во время прохождения токовых импульсов на якорь действует электродинамическая сила, максимальная величина которой в момент $0,16 \text{ мс}$ составляет $f_{zm}=10,6 \text{ кН}$. Под действием импульса силы

$$F_z = \int_0^t f_z(z, t) dt, \quad (6)$$

равного $F_z = 2,57 \text{ Нс}$ якорь приобретает максимальную скорость $10,7 \text{ м/с}$, поднимаясь на высоту $h=4,34 \text{ м}$.

Высота подбрасывания h якоря зависит от параметров ЕНЭ. При неизменной энергии и увеличении емкости C в интервале $0,5-2,5 \text{ мФ}$ наблюдается плавное уменьшение как зарядного напряжения ЕНЭ U_0 , так и напряжения перезарядки U_1 , возникающее после первого токового импульса (рис. 4). При величине емкости $C=1,75 \text{ мФ}$ наблюдается максимальная высота подбрасывания якоря $h=4,34$ и скорости падения якоря $V_1=9,69 \text{ м/с}$ на индуктор. Полученные значения скорости V_1 и напряжения U_1 являются исходными для расчета момента тормозного импульса в зависимости от положения якоря относительно индуктора ΔZ_0 .

Этап торможения ИДУ. Торможение падающего вертикально вниз якоря с ИЭ осуществляется путем подачи сигнала с БУ на тиристор

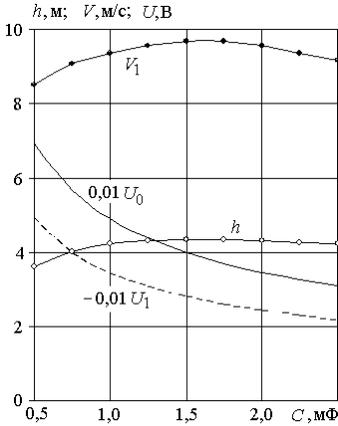


Рис. 4. Зависимости параметров ЕНЭ от емкости C .

VS_2 в момент нахождения якоря относительно индуктора на расстоянии ΔZ_0 . В зависимости от величины емкости C ЕНЭ существенно меняются электромагнитные и зависящие от них механические показатели. На рис. 5 представлены электромеханические характеристики ИДУ, у которого ЕНЭ имеет $C=500$ мкФ. При $\Delta Z_0=3$ мм длительность импульса тока индуктора составляет 0,3 мс, достигая плотности тока $j_{1m}=246,8$ А/мм² (рис. 5, а). Усредненная плотность тока в якоре достигает $j_{2m}=821,7$ А/мм², а электродинамическая сила торможения $f_{zm}=8,235$ кН. Через 0,58 мс якорь соударяется с индуктором, снижая скорость с 8,52 м/с до 4,04 м/с. При этом импульс тормозной силы составляет $F_z=1,165$ Нс, что почти в 2 раза меньше аналогичного толкающего импульса.

При $\Delta Z_0=10$ мм из-за более слабой магнитной связи длительность импульса тока в индукторе возрастает до 0,425 мс, а максимальная плотность тока снижается до $j_{1m}=191,3$ А/мм² (рис. 5, б).

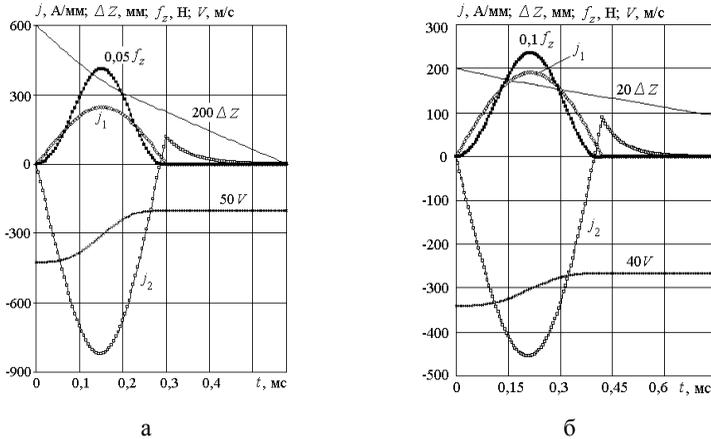


Рис. 5. Характеристики ИДУ при $C=500$ мкФ.

Усредненная плотность тока в якоре уменьшается до $j_{2m}=455,6$ А/мм², а электродинамическая сила торможения до $f_{zm}=2,355$ кН. Через 0,75 мс якорь приближается на расстояние 4,67 мм к индуктору, снижая скорость до 6,69 м/с. При этом импульс тормозной силы составляет $F_z=0,478$ Нс, что почти в 5 раз меньше аналогичного толкающего импульса.

На рис. 6 представлены электромеханические характеристики ИДУ, у которого ЕНЭ имеет $C=1500$ мкФ. При $\Delta Z_0=3$ мм по сравнению с рассмотренным выше вариантом длительность импульса тока индуктора возрастает до 0,46 мс, а максимальная плотность тока снижается до $j_{1m}=240,0$ А/мм² (рис. 6, а). Усредненная плотность тока в якоре также снижается $j_{2m}=807,3$ А/мм², но электродинамическая сила торможения несколько увеличивается, достигая $f_{zm}=8,297$ кН. Через 0,48 мс якорь соударяется с индуктором, снижая скорость с 9,68 м/с до 3,25 м/с. При этом импульсе силы возрастает до $F_z=1,671$ Нс.

При $\Delta Z_0=10$ мм длительность импульса тока индуктора возрастает до 0,675 мс, а максимальная плотность тока снижается до $j_{1m}=186,7$ А/мм² (рис. 6, б). Усредненная плотность тока в якоре достигает $j_{2m}=452,9$ А/мм², а электродинамическая сила торможения $f_{zm}=2,492$ кН. Через 1,0 мс якорь приближается к индуктору на расстояние $\Delta Z=2,3$ мм, снижая скорость до 6,67 м/с. При этом импульс тормозной силы составляет $F_z=0,784$ Нс, что выше, чем в варианте с $C=500$ мкФ.

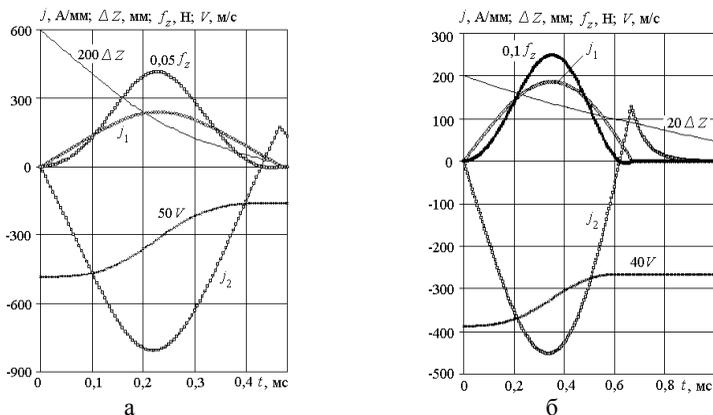


Рис. 6. Характеристики ИДУ при $C=1500$ мкФ.

На рис. 7 представлены электромеханические характеристики ИДУ, у которого емкость ЕНЭ повышена до $C=2500$ мкФ. При $\Delta Z_0=3$

мм по сравнению с рассмотренным выше вариантом длительность импульса тока индуктора возрастает а максимальная плотность тока снижается до $j_{1m}=227,1 \text{ А/мм}^2$ (рис. 7, а). При этом снижаются как усредненная плотность тока в якоре $j_{2m}=758,4 \text{ А/мм}^2$, так и электродинамическая сила торможения $f_{zm}=7,482 \text{ кН}$. Однако импульс тормозной силы за счет увеличения длительности протекания возрастает до $F_z=1,778 \text{ Нс}$. Через 0,46 мс якорь соударяется с индуктором, снижая скорость с 9,37 м/с до 2,54 м/с.

При $\Delta Z_0=10 \text{ мм}$ длительность импульса тока индуктора возрастает до 0,84 мс, а максимальная плотность тока снижается до $j_{1m}=181,2 \text{ А/мм}^2$ (рис. 7, б).

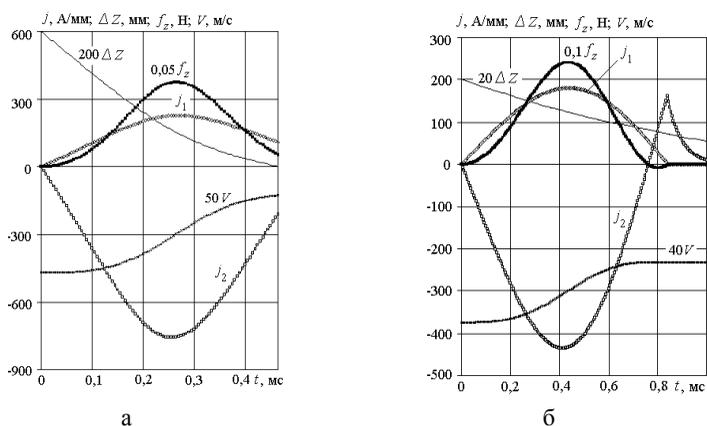


Рис. 7. Характеристики ИДУ при $C=2500 \text{ мкФ}$.

Усредненная плотность тока в якоре достигает лишь $j_{2m}=435,3 \text{ А/мм}^2$, а электродинамическая сила торможения $f_{zm}=2,406 \text{ кН}$. Через 1,0 мс якорь приближается к индуктору на расстояние $\Delta Z=2,7 \text{ мм}$, снижая скорость до 5,84 м/с. При этом импульс тормозной силы составляет $F_z=0,92 \text{ Нс}$, что выше, чем в варианте с $C=1500 \text{ мкФ}$.

Таким образом, эффективность электродинамического торможения существенно зависит как от параметров ЕНЭ, так и от расстояния ΔZ_0 , при котором возбуждается повторный тормозной импульс тока индуктора. На рис. 8 показаны относительные значения скорости якоря в зависимости от расстояния ΔZ_0 (V_1 – скорость соударения якоря с индуктором при наличии тормозного импульса; V_0 – скорость соударения с индуктором при отсутствии тормозного импульса). Как следует из представленных результатов, только при определенных значениях расстояния $\Delta Z_0=2 \dots 3 \text{ мм}$, про-

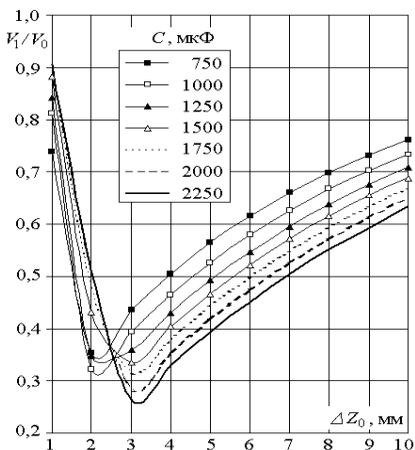


Рис. 8. Зависимость скорости якоря от расстояния при наличии тормозного импульса.

однако для этого надо выбирать $\Delta Z_0=3,0-3,3$ мм. Если используется ЕНЭ с малыми емкостями, то надо выбирать $\Delta Z_0=2,0-2,2$ мм.

Выводы. Рассмотрены процессы отталкивания и торможения якоря в ИДУ, которые протекают последовательно с небольшой временной задержкой в едином рабочем цикле. Указанный цикл реализуется с использованием электронной системы возбуждения, формирующей два полярных импульса тока индуктора, не требуя дополнительной зарядки ЕНЭ в течение короткого рабочего цикла. Определены параметры, обеспечивающие наиболее эффективную работу ИДУ, как на этапе отталкивания, так и на этапе торможения. Установлены основные зависимости высоты подбрасывания и снижения скорости соударения якоря с индуктором в зависимости от параметров ЕНЭ и расстояния между падающим якорем и индуктором.

Список литературы: 1. Татмьшевский К.В., Козлов С.А. Магнитно-импульсные установки для испытаний изделий авиакосмической техники на ударные воздействия // Авиакосмическое приборостроение. – 2005. – № 12. – С. 52-57. 2. Chemerys V.T., Bolyukh V.F. Prospectives of new coilgun design development // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2008. – № 3. – С. 44-52. 3. Тюткин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов // Электротехника. – 2002. – № 11. – С. 24-28. 4. Карпухин В.Ф. Особенности схемы встречного метания заготовок при магнитно-импульсной сварке // Магнитно-импульсная обработка материалов. Пути совершенствования и развития. – Самара: Изд.

исходит наиболее эффективное торможение якоря.

Если расстояние меньше указанного, то соударение происходит из-за превалирования механических над электродинамическими процессами. Если расстояние больше указанного, то

электродинамические процессы неэффективны из-за слабой магнитной связи между якорем и индуктором. При больших значениях емкостей ЕНЭ из рассматриваемого диапазона уменьшение скорости якоря происходит в большей степени,

учеб. лит. – 2007. – С. 99-103. **5.** *Наумов И.В., Болюх В.Ф., Бреславский Д.В.* Деформирование и разрушение пластин при нагружении цилиндрическим ударником // *Механика та машинобудування*. – 2010. – № 1. – С. 207-216. **6.** *Кильчевский Н.А.* Теория соударения твердых тел. – К.: Наукова думка. – 1989. – 247 с. **7.** *Bolyukh V.F., Luchuk V.F., Rassokha M.A., Shchukin I.S.* High-efficiency impact electromechanical converter // *Russian electrical engineering*. – 2011. – Vol. 82, № 2. – P. 104-110. **8.** *Грушинский Н.П.* Основы гравиметрии. – М.: Наука, 1983. – 356 с. **9.** Патент України № 96904. МПК G01V7/14. Балістичний гравіметр з індукційно-динамічним приводом для симетричного способу вимірювань прискорення вільного падіння / Болюх В.Ф., Вінніченко О.І. – Заявка № 201103304. Заявл. 21.03.2011. – Надрук. 12.12.2011. Бюл. № 20. **10.** *Болюх В.Ф., Вінніченко О.І.* Удосконалення кінематичної схеми балістичного гравіметра за рахунок лінійного електромеханічного перетворювача // *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. – 2011. – № 2/7 (50). – С. 9-15.



Болюх Владимир Федорович, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера по специальности "Криогенная техника" в 1979 г., диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте за специальностью электрические машины и аппараты, соответственно в 1987 и 2003 гг. Профессор кафедры "Общая электротехника" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 2004 г. Научные интересы связаны с линейными электромеханическими преобразователями.

*Поступила в редколлегию 21.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Лушков В.С.*

В.Г. ДАНЬКО, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУ "ХПІ", Харків
Є.В. ГОНЧАРОВ, с.н.с., НТУ "ХПІ", Харків

ВИЗНАЧЕННЯ ТЕПЛОПРИПЛИВІВ В КРІОСТАТ НАДПРОВІДНОГО ОБМЕЖУВАЧА СТРУМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ

A heat leakage in cryostat of the fault current limiter with a superconducting winding is considered in the article. A technique for computation of thermal emissions in the cryostat is offered.

У статті розглянуто теплоприпливи у кріостат обмежувача струму короткого замикання з надпровідною обмоткою. Запропоновано метод розрахунку потужності тепловиділень у кріостаті.

В статье рассмотрены теплопритоки в криостат ограничителя тока короткого замыкания со сверхпроводящей обмоткой. Предложен метод расчета мощности тепловыделений в криостате.

Вступ. Покращення засобів захисту від аварійних струмів короткого замикання в електромережах є важливою і актуальною задачею. Підвищення безпеки і надійності роботи енергетичних комплексів скорочує витрати на відновлення та ремонт. Для захисту від струмів короткого замикання використовуються плавкі запобіжники, вимикачі, реактори та різні пристрої обмеження струму. Також набув розвитку такий напрям в електроенергетиці, як використання явища високотемпературної надпровідності (77 К).

Надпровідний обмежувач струму короткого замикання вмикається в частину мережі, яка передбачає захист від аварійних струмів. Такий пристрій має близький до нуля опір в номінальному режимі та збільшує його при проходженні струму короткого замикання, що і обмежує величину аварійного струму.

Метою роботи є аналіз припливів тепла у кріостат з надпровідною обмоткою, що є необхідним для визначення енерговитрат обмежувача струму короткого замикання у нормальному режимі роботи.

Принцип дії надпровідних обмежувачів струму короткого замикання полягає в тому, що при виникненні аварійного струму в електричне коло уводиться активний опір, чи індуктивний за рахунок втрати надпровідності, або іншим шляхом. За принципом дії надпровідні обмежувачі струму

можна розділити на дві основні групи: резистивні та індуктивні.

Конструкція надпровідного обмежувача струм містить струмонесучі надпровідникові елементи: масивні елементи, плівкові вставки, екрани або обмотки. Надпровідникові елементи охолоджуються до температури 4,2 К, якщо відносяться до низькотемпературних, або до 77 К для високотемпературних [1].

Аналіз припливів тепла в кріостат. Розглянемо особливості роботи високотемпературної надпровідної (ВТНП) обмотки обмежувача струму короткого замикання, які пов'язані з необхідністю її охолодження до температури рідкого азоту, що потребує наявності в конструкції кріостата. Кріостат повинен бути виготовлений з непровідного матеріалу, а між стінками кріостата, з метою зниження припливів тепла, закладена слоїсто-вакуумна ізоляція таким чином, щоб навколо середнього стержня осердя не утворювалися замкнені контури (рисунок). Це дає можливість зменшити зовнішні припливи тепла в кріостат до $q = 10-15 \text{ Вт/м}^2$ [51].

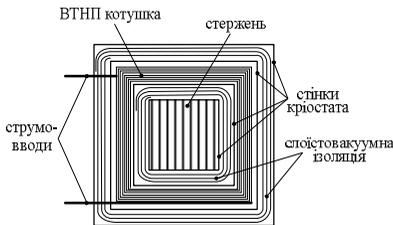


Рис. Поперечний переріз кріостата з ВТНП котушкою, розташованого на середньому стержні осердя.

Взагалі для того, щоб вивести тепло з кріостата і підтримувати в ньому температуру рідкого азоту (до 77 К), необхідно витратити на охолодження потужність на порядок більшу потужності тепловиділень (таблиця) [2].

Потужність тепловиділень має такі складові [3]:

$$P_{\text{тепл}} = P_{\text{зовн}} + P_{\text{гіст}} + 2P_{\text{св}}, \quad (1)$$

де $P_{\text{зовн}}$ – зовнішні припливи тепла крізь стінки кріостата; $P_{\text{гіст}}$ – гістерезисні втрати в проводах при перемагнічуванні; $P_{\text{св}}$ – приплив тепла по струмовводу довжиною l з перерізом S , зовнішня температура якого $T_1(x=0)$, а в кінці $T_2(x=l)$ – температура рідкого азоту.

Таблиця – Потужність рефрижератора для тепловідводу 1 Вт

Температура, К	Потужність, Вт
200	2
150	4
100	8
77	12
30	80
4	2000

Диференційне рівняння теплопровідності для такого струмовводу

$$\frac{d^2 T}{dx^2} + \frac{\rho I^2}{\lambda S^2} = 0, \quad (2)$$

де I – струм, що проходить по струмовводу; ρ – питомий опір матеріалу струмовводу; λ – коефіцієнт теплопровідності матеріалу струмовводу.

Розв'язання диференціального рівняння (2) має такий загальний вигляд:

$$T = -\frac{\rho I^2}{\lambda S^2} \frac{x^2}{2} + A_1 x + A_2, \quad (3)$$

де A_1 і A_2 – сталі інтегрування, які визначаємо з крайових умов (при $x = 0$ $T = T_1$, при $x = l$ $T = T_2$):

$$T_1 = A_2; \quad T_2 = -\frac{\rho I^2}{\lambda S^2} \frac{l^2}{2} + A_1 l + T_1,$$

звідки $A_1 = \frac{1}{l} \left[\frac{\rho I^2}{\lambda S^2} \frac{l^2}{2} - (T_1 - T_2) \right]$.

Таким чином, за прийнятих крайових умов температура струмовводу

$$T = -\frac{\rho I^2}{\lambda S^2} \frac{x^2}{2} + \left[\frac{\rho I^2}{\lambda S^2} \frac{l^2}{2} - (T_1 - T_2) \right] \frac{x}{l} + T_1, \quad (4)$$

а приплив тепла по струмовводу в кріостат буде таким

$$P_{\text{св}} = -\lambda S \frac{dT}{dx} \Big|_{x=l} = \lambda S \left(\frac{\rho I^2}{2 \lambda S^2} l + \frac{T_1 - T_2}{l} \right) = \frac{\rho I^2}{2} \beta + \lambda \frac{T_1 - T_2}{\beta}, \quad (5)$$

де $\beta = l/S$ – параметр, що характеризує геометрію струмовводу. Від параметра β залежить приплив тепла в кріостат, мінімальне значення якого відповідає умові

$$\frac{dP_{\text{св}}}{d\beta} = 0, \text{ що дає } \frac{\rho I^2}{2} - \lambda \frac{T_1 - T_2}{\beta^2} = 0.$$

Звідси $P_{\text{свmin}}$ відповідає

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{l}{S} = \sqrt{\frac{2\lambda(T_1 - T_2)}{\rho I^2}}, \quad (6)$$

а мінімальний приплив тепла на один струмоввод при цьому буде та-

КИМ

$$P_{\text{св min}} = I\sqrt{2\lambda\rho(T_1 - T_2)}. \quad (7)$$

Для одного мідного струмовводу це дорівнює (в інтервалі температур $T_1 = 290$ К, $T_2 = 80$ К)

$$P_{\text{св min}} = k_{\text{см}} I, \quad (8)$$

де $k_{\text{см}} = 0,04$ Вт/А.

Висновки. Запропоновано метод розрахунку припливів тепла в кріостат надпровідного обмежувача струму короткого замикання може бути використаний для розрахунку енерговитрат, що необхідно для оцінки енергоефективності такого приладу.

Список літератури: 1. Використання високотемпературної надпровідності в електроенергетичному обладнанні: монографія / В.Г. Данько, І.С. Полянська, Є.В. Гончаров; за ред. В.Г. Данько. – Х.: НТМТ, 2011. – 162 с. **2.** Тенденції розвитку і використання високотемпературних надпровідникових струмообмежувачів / Данько В.Г., Гончаров Є.В., Лисенко Л.І. та ін. // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Тем. вип.: Прилади та методи неруйнівного контролю. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – № 38. – С. 35-44. **3.** Справочник по физико-техническим основам криогеники / Под ред. проф. М.П. Малкова // М.: Энергия. – 1973. – 392 с.



Данько Володимир Григорович – доктор технічних наук, професор. Завідувач кафедри загальної електротехніки Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Наукові інтереси пов'язані з проблемами у галузі нагрівання і охолодження традиційних електричних машин та розроблення надпровідних машин.



Гончаров Євген Вікторович. Захистив диплом інженера в Національному технічному університеті "Харківський політехнічний інститут" за фахом електричні машини і апарати у 2004 р. Молодший науковий співробітник кафедри загальної електротехніки Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Наукові інтереси пов'язані з проблемами використання високотемпературної надпровідності в електричних пристроях.

*Надійшла до редколегії 14.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Луніков В.С.*

ISSN 2079-3944. Вісник НТУ "ХПІ". 2012. № 3

К.В. ДУБОВЕНКО, д-р техн. наук, зав. каф., НГАУ, Николаев

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЛАЗМЕННОЙ НАГРУЗКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАЗРЯДА В КОНТУРЕ С ИНДУКТИВНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

Numerical simulation of air plasma characteristics in a high power electrical discharge occurred in the circuit with inductive energy store and electrically exploding opening switch is carried out using magneto hydrodynamic approach. Influence of nonlinear parameters in the plasma active-inductive load (straw inductance, plasma channel length) is determined on the transient characteristics.

В магнитогидродинамическом приближении выполнено численное моделирование характеристик мощного электрического разряда в воздухе в контуре с индуктивным накопителем энергии и электровзрывным фольговым размыкателем. Определено влияние параметров нелинейной активно-индуктивной плазменной нагрузки (паразитной индуктивности, длины плазменного канала) на характеристики переходного процесса.

У магнітогідродинамічному наближенні виконано чисельне моделювання характеристик потужного електричного розряду в повітрі в контурі з індуктивним накопичувачем енергії та електровибуховим фольговим розмикачем. Визначено вплив параметрів нелінійного активно-індуктивного плазмового навантаження (паразитної індуктивності, довжини плазмового каналу) на характеристики перехідного процесу.

Введение. Электротехническое оборудование, предназначенное для импульсного преобразования параметров электрической энергии, нашло широкое применение в электроразрядных технологиях. В последние годы возросла актуальность его применения и в электроэнергетике [1-3]. Использование в таких системах индуктивных накопителей энергии (ИНЭ) перспективно с точки зрения увеличения плотности запасаемой энергии и энергоемкости установок в 10...100 раз, а мощности разряда – на порядок. Однако проблема выбора параметров установок с ИНЭ в соответствии с параметрами нелинейной плазменной нагрузки в системах с электровзрывной коммутацией остается до конца не решенной. Поэтому целью настоящей работы является численный анализ влияния параметров разрядного контура с ИНЭ и плазменной нагрузкой на характеристики переходного процесса, что необходимо для обоснованного проектирования разрядно-импульсного оборудования.

1. Математическая модель расчета разрядных характеристик в контурах с индуктивным накопителем. Режим ввода электромагнитной энергии в нагрузку генератора импульсных токов с ИНЭ определяется схемой и параметрами разрядного контура. Схема замещения разрядного контура с индуктивным накопителем энергии представлена на рис. 1. На ней обозначено: C – емкость конденсаторной батареи; R_{b1} , L_{b1} – суммарные сопротивление и индуктивность разрядника, конденсаторной батареи и шин контура накачки ИНЭ; R_1 , L_1 и R_2 , L_2 – сопротивления и индуктивности размыкателя и ИНЭ соответственно; R_{b2} , L_{b2} – сопротивление и индуктивность шин и разрядника ветви нагрузки. В такой цепи при обрыве тока I_1 в контуре накачки ИНЭ размыкателем за счет импульса высокого напряжения осуществляется пробой разрядника в ветви нагрузки и ток из ИНЭ переключается в межэлектродный промежуток.

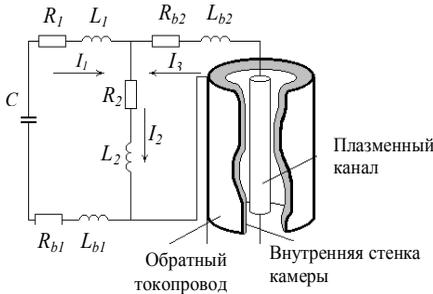


Рис. 1. Схема формирования канала разряда.

На рис. 1 электроды расположены вдоль оси цилиндрической разрядной камеры. Между ними инициируется канал разряда. Стенка разрядной камеры служит обратным токопроводом. Если длина канала разряда намного превышает его радиус, пространственно-временные процессы в межэлектродном промежутке во время протекания тока можно количественно описать одномерной магнитогидродинамической моделью в лагранжевых переменных [3, 4].

$$i = \rho \frac{\partial(rH)}{\partial s}; \quad \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{H}{\rho r} \right) = \frac{\partial E}{\partial s}; \quad (1)$$

$$i = \sigma E; \quad f = \frac{\mu_0 i H}{\rho}, \quad q = \sigma E^2; \quad (2)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{\rho} \right) = \frac{\partial}{\partial s} (rv); \quad \frac{\partial v}{\partial t} = -r \frac{\partial p}{\partial s} + f; \quad v = \frac{\partial r}{\partial t}; \quad (3)$$

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = -p \frac{\partial(rv)}{\partial s} + q - \frac{\partial W}{\partial s} - Q_V; \quad W = -\chi \rho r \frac{\partial T}{\partial s}; \quad (4)$$

$$\chi_R = \frac{16}{3} \sigma_B T^3 l_R; \quad l_R = 6,8 \cdot 10^{-10} \left(\frac{T}{10^4} \right)^{1,33} (10^3 \rho)^{-7/4};$$

$$Q_V = \frac{\sigma_B T^4}{l_R}; \quad (5)$$

$$p = p(\rho, T); \quad \varepsilon = \varepsilon(\rho, T); \quad \chi = \chi(\rho, T); \quad \sigma = \sigma(\rho, T); \quad (6)$$

$$R_1 = R_1(j_{1m}, Q_1, dQ_1/dt); \quad j_{1m} = I_{1m}/S_0; \quad Q_1 = \int I_1(t)^2 \cdot R_1 dt, \quad (7)$$

где r – пространственная координата; t – время; s – лагранжева координата ($ds = r dr$); μ_0 – магнитная постоянная; σ – удельная электропроводность; f, q – плотность электромагнитной силы и мощность тепловых источников в пересчете на единицу массы; W – суммарный тепловой поток; Q_V – объемные потери энергии излучением; χ – удельная теплопроводность, определяемая суммой удельной электронной χ_{Σ} , молекулярной χ_M и лучистой χ_R теплопроводности; σ_B – постоянная Стефана-Больцмана; l_R – средняя длина свободного пробега излучения по Росселанду; I_{1m}, j_{1m} – амплитудное значение тока и плотности тока в фольге электровзрывного коммутатора; S_0 – начальная площадь поперечного сечения фольги; Q_1 – энергия, выделившаяся в коммутаторе.

Электродинамические процессы в межэлектродном промежутке описываются уравнениями электромагнитного поля (1) – (2). Влияние гидродинамических процессов на электродинамические проявляется через движение среды, которое с одной стороны определяет динамику изменения радиуса токопроводящей области, а с другой – влияет на плотность среды и удельную электропроводность плазмы. Движение среды в межэлектродном промежутке описывается законами сохранения массы и количества движения (3). Закон сохранения энергии (4) представляет собой уравнение баланса энергии по видам: механической, электромагнитной, тепловой, излучения. Излучением нельзя пренебрегать уже при температурах $T > 10^4$ К. В противном случае это приводит к завышению расчетной температуры в несколько раз [3]. В рассматриваемом случае электрического разряда в жидкости оптическая плотность плазмы велика во всем спектре частот излучения. В этом случае справедливо приближение лучистой теплопроводности [5, 6]. В соответствии с ним коэффициент лучистой теплопроводности l_R имеет вид (5). В конце активной стадии разряда, когда ток мал и плотность плазмы вследствие ее расширения уменьшена более, чем на порядок величины, средняя длина свободного пробега по Росселанду превышает радиус плазменного канала и канал начинает излучать из

всего объема. В этом случае возрастают объемные потери энергии излучением Q_V , которые определяются согласно [5, 6] соотношением (5). Зависимости (6), характеризующие состояние рабочей среды в межэлектродном промежутке, в математической модели рассчитаны в квазиравновесном приближении [7].

Изменение сопротивления алюминиевой фольги электровзрывного коммутатора при диссипации в нем энергии определяется соотношениями (7), полученными экспериментально для широкого диапазона характеристик электрического взрыва [8].

Пространственно-временные процессы в межэлектродном промежутке рассматриваются в области $0 < r < r_\Gamma$, где координата $r = 0$ соответствует положению оси канала и разрядной камеры, а $r = r_\Gamma$ – границе рассматриваемой области (стенке разрядной камеры), выбираемой из условия ее недостижимости возмущениями среды за время разряда. В связи с этим краевые условия для уравнений (3), (4) математической модели заданы в виде:

$$v(0,t) = 0 \quad v(r_\Gamma,t) = 0; \quad W(0,t) = 0; \quad W(r_\Gamma,t) = 0. \quad (8)$$

Краевые условия для уравнений электромагнитного поля (1) определяются значениями напряженности магнитного поля на границах расчетной области:

$$H(0,t) = 0; \quad H(r_\Gamma,t) = I_3(t)/(2\pi r_\Gamma). \quad (9)$$

Значение тока в (9) определяется совместным решением уравнений электромагнитного поля с уравнениями внешней электрической цепи [3, 4, 9]. Для замкнутого контура любой схемы замещения с цилиндрической симметрией разрядной камеры справедливо уравнение Максвелла в интегральной форме [4]

$$\oint Edm = -\frac{\mu_0 l}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[I_3(t) \ln \frac{r_\Gamma}{r_k(t)} \right], \quad (10)$$

где m – линия контура интегрирования; l – длина канала.

Таким образом, система уравнений (1)-(10) представляет собой математическую модель для расчета пространственно-временных процессов электрического разряда в контуре с ИНЭ.

Решение системы уравнений выполнено конечно-разностным методом раздельных прогонок [4]. Моделировался разряд в воздухе атмосферного давления.

Результаты тестирования математической модели, представленные в [3, 10], свидетельствуют о ее соответствии реальным процессам.

С учетом этого численные расчеты выполнялись для базовых па-

раметров разрядного контура с индуктивным накопителем энергии в соответствии со схемой замещения (рис. 1) для значений емкости конденсаторной батареи $C = 1,53 \cdot 10^{-5}$ Ф, ее начального напряжения $U_0 = 8 \cdot 10^4$ В, суммарной индуктивности шин, конденсаторной батареи и разрядника в цепи накопления энергии ИНЭ $L_{b1} = 5 \cdot 10^{-8}$ Гн, индуктивности электровзрывного размыкателя $L_p = 1,3 \cdot 10^{-7}$ Гн, паразитной индуктивности ветви нагрузки $L_{b2} = 9 \cdot 10^{-8}$ Гн, активных сопротивлений шин цепи накопления энергии ИНЭ и ветви нагрузки $R_{b1} = 10^{-2}$ Ом и $R_{b2} = 7 \cdot 10^{-3}$ Ом соответственно, длины канала разряда $l = 0,2$ м и радиуса обратного токопровода $r_\Gamma = 0,13$ м. Заданное время бездугового разрыва цепи в моделируемой схеме (10^{-6} с) обеспечивалось размыкателем с длиной фольги $d = 0,93$ м, шириной $b = 0,15$ м, толщиной $h = 10^{-5}$ м. В схеме замещения индуктивность электровзрывного размыкателя задавалась равной $L_1 = 1,3 \cdot 10^{-7}$ Гн. Индуктивность ИНЭ в разрядном контуре составляла $L_2 = 3 \cdot 10^{-7}$ Гн. Указанные параметры соответствовали параметрам установки [11].

2. Электроразрядные характеристики при изменении индуктивности нагрузки. В разрядно-импульсных установках для обеспечения условий выполнения технологического процесса рабочий межэлектродный промежуток располагается на расстоянии от накопителя. Поэтому индуктивность соединительного кабельно-коллекторного тракта оказывает влияние на характеристики переходного процесса в исследуемой электрической цепи. Для исследования влияния индуктивности ветви нагрузки на характеристики электрического разряда паразитная индуктивность ветви нагрузки L_{b2} в численных расчетах варьировалась в диапазоне от $6 \cdot 10^{-8}$ Гн до $7,5 \cdot 10^{-7}$ Гн. Влияние индуктивности ветви нагрузки на электрические характеристики разряда представлено на рис. 2: а – токи в ветвях контура: штрих-пунктирная линия – ток размыкателя, I_1 ; сплошные линии – ток плазменного канала, I_3 ; б – скорость изменения тока в канале; в – напряжение на размыкателе (активная составляющая). Нумерация кривых: 1 – $L_n = 6 \cdot 10^{-8}$ Гн; 2 – $L_n = 1,8 \cdot 10^{-7}$ Гн; 3 – $L_n = 2,7 \cdot 10^{-7}$ Гн.

Согласно выполненным расчетам в контуре с индуктивным накопителем энергии увеличение индуктивности ветви нагрузки приводит к уменьшению амплитуды тока (рис. 2, а) и скорости его переключения в межэлектродный промежуток (рис. 2, б).

В соответствии с электрической схемой (рис. 1) это обуславливает рост энерговывода в размыкатель (табл. 1) и, как следствие, увеличение его сопротивления, а также амплитуды напряжения на нем (рис. 2, в).

Следует отметить, что до момента начала переключения тока в межэлектродный промежуток процессы в контуре не зависят от индуктивности ветви нагрузки.

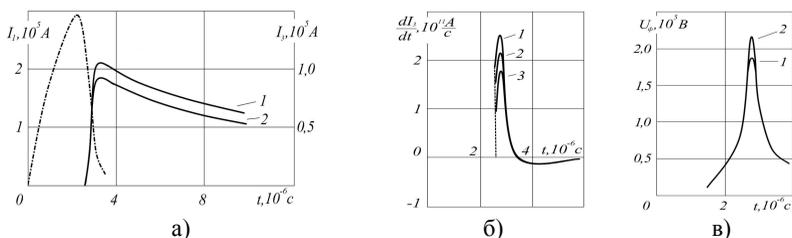


Рис. 2. Электрические характеристики разряда.

Поэтому индуктивность нагрузки практически не влияет на зависимость тока электровзрывного коммутатора от времени (рис. 2, а).

Распределение энергии по элементам контура (10^3 Дж) в момент окончания электровзрывной коммутации для различных значений индуктивности ветви нагрузки представлено в табл. 1.

Таблица 1 – Распределение энергии по элементам контура

Элемент схемы замещения	Индуктивность нагрузки (10^{-6} Гн)		
	0,09	0,18	0,27
Емкостный накопитель	13,7	13,7	13,7
Индуктивный накопитель	3,4	2,5	2,0
Активное сопротивление размыкателя	26,7	27,6	28,3
Активное сопротивление плазменного канала	2,9	2,5	2,3

Анализ энергетических характеристик свидетельствует о том, что уже на стадии переключения тока индуктивность нагрузки не влияет на значение энергии, выводимой из конденсаторной батареи. Причем, как следует из табл. 1, увеличение расхода энергии на размыкание цепи происходит исключительно за счет энергии, накопленной в индуктивном накопителе. Поэтому с возрастанием индуктивности нагрузки снижается уровень магнитной энергии, введенной в плазменный канал как на стадии коммутации, так и после размыкания контура зарядки ИНЭ. Следствием этого является уменьшение максимального значения температуры плазмы на оси канала от $2,7 \cdot 10^4$ К до $2,4 \cdot 10^4$ К и давления от $2,8 \cdot 10^7$ Па до $2,1 \cdot 10^7$ Па при изменении индуктивности нагрузки со-

ответственно от $9 \cdot 10^{-8}$ Гн до $2,7 \cdot 10^{-7}$ Гн.

Характерно, что длительность коммутации практически не зависит от значения варьируемого параметра и энергии, поступающей в разрядный контур из ИНЭ, что соответствующим образом влияет на изменение мощности разряда.

Поэтому с увеличением индуктивности ветви нагрузки уменьшаются максимальные значения распределений электродинамических характеристик плазменного канала по радиусу канала – плотности тока, объемной мощности и плотности электромагнитной силы в пересчете на единицу массы плазмы, напряженности магнитного поля. Максимальные значения распределений по радиусу канала электродинамических характеристик разряда в зависимости от индуктивности нагрузки представлены на рис. 3. Соответственно уменьшаются значения удельной электропроводности плазмы на оси канала (штрих пунктирные линии) и радиуса токопроводящей области (сплошные линии), временные зависимости которых представлены на рис. 4.

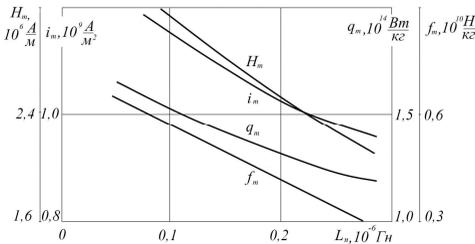


Рис. 3. Электрические характеристики разряда в зависимости от индуктивности нагрузки

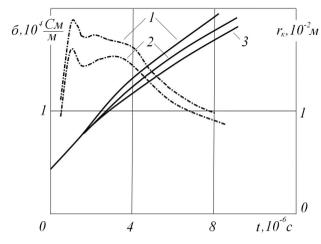


Рис. 4. Удельная электропроводность плазмы.

Здесь приняты следующие обозначения кривых: 1 – $L_n = 6 \cdot 10^{-8}$ Гн; 2 – $L_n = 1,8 \cdot 10^{-7}$ Гн; 3 – $L_n = 2,7 \cdot 10^{-7}$ Гн. Необходимо отметить, что некоторая задержка спада удельной электропроводности плазмы и даже небольшое увеличение ее на послекоммутационной стадии во временном диапазоне от $2 \cdot 10^{-6}$ с до $3 \cdot 10^{-6}$ с объясняется выравниванием температуры по сечению канала из-за снижения со временем влияния скин-эффекта (рис. 4).

3. Влияние на характеристики переходного процесса длины канала канала разряда. Выполненные в предыдущем пункте статьи расчеты дают основания считать, что изменение индуктивности канала при увеличении длины межэлектродного промежутка соответствующим образом влияет на характеристики разряда. Кроме того, от длины

канала зависит активное сопротивление ветви нагрузки схемы замещения (рис. 1).

В настоящей работе исследовалась зависимость процессов электрического разряда от длины межэлектродного промежутка с учетом нелинейности сопротивления и индуктивности плазменного канала на всей активной стадии переходного процесса, включающей и переключение тока в канал. Численные расчеты переходных процессов электрического разряда выполнены для базовых параметров контура с индуктивным накопителем энергии. Длина межэлектродного промежутка варьировалась в диапазоне от 0,01 м до 0,8 м. Ниже представлены полученные результаты численного моделирования.

Временные зависимости электрических характеристик разряда в контуре с индуктивным накопителем при различных значениях длины межэлектродного промежутка изображены на рис. 5, где: а – токи в ветвях контура (штрих пунктирная линия – ток размыкателя, I_1 ; сплошные линии – ток плазменного канала, I_3); б – скорость изменения тока в межэлектродном промежутке; в – напряжение на размыкателе (активная составляющая). Кривые: 1 – $l = 0,05$ м; 2 – $l = 0,1$ м; 3 – $l = 0,3$ м.

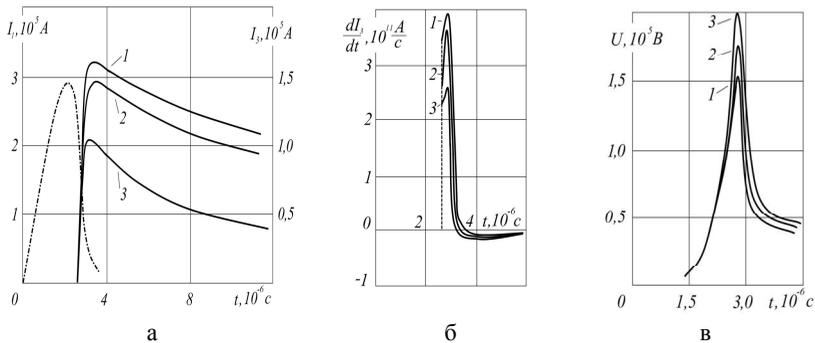


Рис. 5. Электрических характеристик разряда в контуре с индуктивным накопителем энергии.

До момента начала переключения тока в нагрузку процессы в рассматриваемом контуре не зависят от длины канала. Аналогично влиянию индуктивности нагрузки в контуре с индуктивным накопителем энергии увеличение длины межэлектродного промежутка характеризуется:

а) уменьшением амплитуды тока разряда и скорости его переключения в плазменную нагрузку (рис. 5, а и 5, б);

б) увеличением амплитуды импульса напряжения на размыкателе (рис. 5, в);

в) уменьшением энергии, запасенной в ИНЭ к моменту окончания электровзрывной коммутации, за счет увеличения доли энергии, расходуемой на размыкание цепи (табл. 2);

г) независимыми от длины канала разряда значениями напряжения на емкостном накопителе и оставшейся в нем энергии к моменту окончания размыкания контура (табл. 2);

д) уменьшением энергии, введенной в канал в течение всей активной стадии разряда.

На рис. 6 представлены расчетные временные зависимости радиуса токопроводящего канала (сплошные линии) и удельной электропроводности плазмы на его оси (штрих пунктирные линии) при различных значениях длины межэлектродного промежутка: 1 – $l = 0,05$ м; 2 – $l = 0,1$ м; 3 – $l = 0,3$ м.

Слабое влияние межэлектродного расстояния на расширение плазменного столба в начальной стадии протекания через него тока (рис. 6), а также уменьшение амплитуды тока при увеличении длины межэлектродного промежутка (рис. 5, а) обуславливают уменьшение максимальных значений распределений по радиусу канала зависимостей электродинамических характеристик разряда $i_m(l)$, $q_m(l)$ и, согласно (2), (9), зависимостей $H_m(l)$ и $f_m(l)$, представленных на рис. 7.

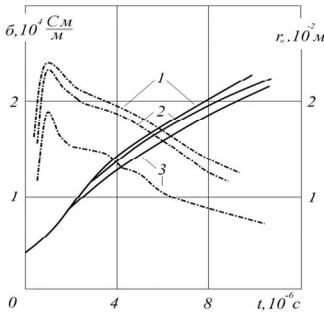


Рис. 6. Зависимости радиуса канала (—) и удельной электропроводности плазмы (- - -) от длины межэлектродного промежутка.

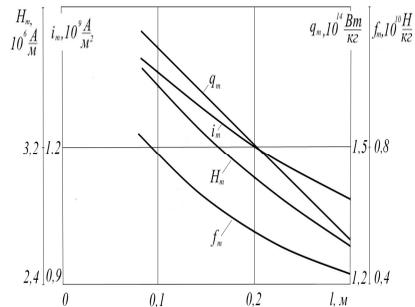


Рис. 7. Электродинамические характеристики разряда.

Распределение энергии по элементам разрядного контура (в килоджоулах) в момент окончания размыкания для различных значений длины канала разряда представлен в табл. 2. Анализ этих энергетических характеристик разряда свидетельствует о том, что при заданных параметрах разрядного контура значение энергии, введенной в канал на стадии переключения тока, имеет максимум при длине межэлектродного промежутка $l = 0,1$ м. Уровень энергии, вложенной в канал, полого снижается в окрестности этого значения.

Более крутой спад наблюдается только при $l \leq 0,05$ м, когда индуктивность канала намного меньше паразитной индуктивности ветви нагрузки и не влияет на увеличение амплитуды тока, а сопротивление канала становится сравнимым с сопротивлением шин цепи разряда. В противоположном случае, при большой длине межэлектродного промежутка ($l > 0,3$ м) индуктивность и активное сопротивление канала ограничивают амплитуду тока. В пределе $l = \infty$, $R_n = \infty$, $I_3 = 0$, $W_n = 0$ (режим холостого хода).

Таблица 2 – Распределение энергии по элементам разрядного контура

Элемент схемы замещения	Длина канала (м)		
	0,05	0,1	0,3
Емкостный накопитель	13,7	13,7	13,7
Индуктивный накопитель	5,1	4,5	2,5
Активное сопротивление размыкателя	25,3	25,8	27,6
Активное сопротивление канала разряда	2,1	2,6	2,2

Следует отметить, что уменьшение тока и удельной объемной мощности разряда q_m при увеличении длины межэлектродного промежутка объясняет уменьшение температуры и давления плазмы канала. Причем, для заданных параметров контура давление и температура канала оказываются сильно зависящими от длины межэлектродного промежутка. Изменение l от 0,2 м до 0,8 м приводит к уменьшению расчетных максимальных значений давления от $4,4 \cdot 10^7$ Па до $1,7 \cdot 10^7$ Па, а температуры – соответственно от $4,0 \cdot 10^4$ К до $2,7 \cdot 10^4$ К.

Выводы. Результаты исследований можно кратко охарактеризовать следующим образом.

1. Выполнено численное моделирование и исследовано влияние изменения параметров нелинейной плазменной нагрузки в разрядном контуре с индуктивным накопителем энергии на динамику переходных процессов мощного электрического разряда.

2. Полученные результаты целесообразно использовать для создания разрядно-импульсных технологических установок с индуктивными накопителями энергии, основанных на генерации мощных электрических разрядов в сплошных средах.

Список литературы: 1. Импульсные системы большой мощности / Пер. с англ. под ред. Э.И. Асиновского. – М.: Мир, 1981. – 247 с. 2. Романенко И.Н., Романенко Л.Н. Технологические возможности импульсных генераторов плазмы // Импульсные методы обработки машиностроительных материалов. – Чебоксары: Чув. ГУ, 1985. – С. 18-21. 3. Щерба А.А., Дубовенко К.В. Высоковольтные электроразрядные компактные системы. – К.: Наукова думка, 2008. – 270 с. 4. Самарский А.А., Попов Ю.П. Разностные методы решения задач газовой динамики. – М.: Наука, 1980. – 352 с. 5. Зельдович Я.Б., Райзер Ю.П. Физика ударных волн и высокотемпературных газодинамических явлений. – М.: Наука, 1966. – 686 с. 6. Головнев И.Ф., Замураев В.П., Кацнельсон С.С. Радиационный теплоперенос в высокотемпературных газах. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 256 с. 7. Замышляев Б.В., Стуцкий Е.Л., Гузь А.Г. Состав и термодинамические функции плазмы. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 144 с. 8. Бурцев В.А., Калинин Н.В., Лучинский А.В. Электрический взрыв проводников и его применение в электрофизических установках. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 432 с. 9. Дубовенко К.В. Взаимодействие ударных волн в плазме канала сильноточного разряда в камере высокого давления // Журн. техн. физики, 1992. – Т. 62, № 6. – С. 83-93. 10. Dubovenko K.V., Chemerys V.T. Performance simulation of pulsed power supply system for electrothermal launcher // IEEE Transactions on Magnetics. – 1999. – Vol. 35. – № 1. – Part 1. – P. 328-333. 11. Бурцев В.А., Литуновский В.Н., Прокопенко В.Ф. Исследование электрического взрыва фольги // ЖТФ, 1977. – 47, № 8. – С. 1642-1652.



Дубовенко Константин Викторович, доцент, доктор технических наук. Защитил диплом инженера в Николаевском кораблестроительном институте по специальности "Электрооборудование судов" в 1981 году. Защитил диссертацию кандидата технических наук по специальности "Теоретическая электротехника" в 1988 году и диссертацию доктора технических наук по специальности "Электротехнические комплексы и системы" в 2007 году в Институте электродинамики НАН Украины. Заведующий кафедры электротехнологии и электроснабжения Николаевского государственного аграрного университета с 2008 г.

Научные интересы связаны с проблемами физических полей электрических разрядов в сплошных средах, разработкой электротехнических комплексов и систем электроразрядного действия различного технологического назначения.

*Поступила в редколлегию 30.01.2012
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

В.С. ЛУПИКОВ, д-р техн. наук., проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков

И.С. ВАРШАМОВА, м.н.с., НТУ "ХПИ", Харьков

О.А. ГЕЛЯРОВСКАЯ, ст. преподаватель, НТУ "ХПИ", Харьков

Н.В. КРЮКОВА, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков

И.В. ПОЛЯКОВ, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков

К.А. САВЧЕНКО, студент, НТУ "ХПИ", Харьков

О.Ю. ПИЛЮГИНА, канд. техн. наук, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

Ю.Д. РУДАС, канд. техн. наук, с.н.с., НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ С ТРАНСПОНИРОВАННЫМ ТОКОПРОВОДОМ

A technique of external magnetic field modeling in the three-phase electric equipment is developed. By results of modeling recommendations concerning transposition of switchboards conductors before terminals of a three-phase automatic switch are proposed to satisfy requirements of ecological safety in electric substations.

Разработан алгоритм математического моделирования внешнего магнитного поля трехфазного электрооборудования. По результатам моделирования предложены рекомендации по использованию транспонированных токопроводов в распределительных устройствах электрических подстанций при обеспечении требований экологической безопасности.

Розроблено алгоритм математичного моделювання зовнішнього магнітного поля трифазного електроустаткування. За результатами моделювання запропоновано рекомендації щодо використання транспонування струмопроводів в розподільних пристроях електричних підстанцій при забезпеченні вимог екологічної безпеки.

Введение. Электрические подстанции являются электроустановками, предназначенными для преобразования и распределения электроэнергии. Выполняются они в виде распределительных устройств (РУ) и располагаются в городах, где поблизости постоянно находятся люди, например, вблизи жилых домов или непосредственно в них на первом этаже [1]. При работе входящего в их состав электрооборудования (ЭО) создается внешнее магнитное поле (ВМП) в основном на

частоте сети (50 Гц), которое присутствует как внутри, так и снаружи РУ. Это поле действует как на человека, так и на технические средства – электрические аппараты защиты, управления и автоматики. Длительное влияние ВМП на человека негативно влияет на его психику, приводит к расстройству нервной и сердечнососудистой систем, обуславливает снижение работоспособности [2]. Научные исследования по этой проблеме проводятся во многих развитых странах мира, в том числе в США, Японии, Канаде, Украине, России. Для примера, действующие нормы по уровню ВМП частоты сети в разных странах составляют: Украина – 1750 мкТл; Россия, Великобритания – 100 мкТл; Италия – 3 мкТл [3]; Швеция – 0,25 мкТл. В Украине ведется подготовка к введению нормы в 0,5 мкТл (перспективные требования, 0,63 А/м). В условиях предполагаемого резкого ужесточения требований по уровню ВМП необходимо изменить и подход к РУ как источникам ВМП и выбору средств его снижения. Известные данные [4] относятся к эффективности компенсации магнитного момента ЭО (порядка 100 единиц), что обеспечивало требуемое снижение ВМП на больших удалениях от его поверхности. На малых расстояниях от поверхности ЭО эффективность снижения ВМП с использованием транспонирования не оценивалась и конкретных исследований в этом направлении в Украине не проводилось.

Цель работы – оценка эффективности снижения ВМП плоских трехфазных токопроводов с помощью транспонирования плоских трехфазных токопроводов.

Условия моделирования. В качестве объекта моделирования выбран автоматический выключатель серии АЗ700 (АВ) на номинальный ток 400 А (действующее значение). Силовая цепь АВ представлена двумя плоскими контурами, обтекаемыми системой трехфазных токов. Предполагается что режим работы АВ установившийся, переменные токи фаз синусоидальные, имеют одинаковую амплитуду и сдвинуты во времени на $2\pi/3$ рад. В качестве контрольной использована плоскость P параллельная лицевой стороне АВ. За начало декартовой системы координат принят геометрический центр АВ. Направления осей x , y , z совпадают с конструктивными осями АВ. Схема расположения плоскости P относительно лицевой стороны АВ в выбранной системе координат приведена на рис. 1. Обозначения на рис. 1: 1 – АВ; 2 – при моделировании расстояние от лицевой стороны АВ до плоскости P выбрано в соответствии со стандартом [5] равным 0,3; 0,5; 1,0; 1,5 м. Эти же расстояния сохраняются для РУ при условии расположения лицевой стороны АВ на передней панели РУ.

Рассмотрено два варианта транспонирования токопроводов:

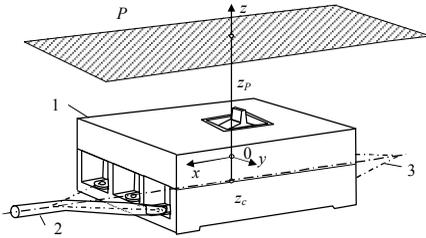


Рис. 1. Расположение контрольной плоскости относительно АВ.

первый вариант – одностороннее (асимметричное) транспонирование фаз входных токопроводов относительно средней фазы на одной стороне АВ и *второй вариант* – двухстороннее (симметричное) транспонирование токопроводов на входных и выходных выводах АВ. При расчетах предполагается, что токопроводы силовой

цепи АВ и подводящие токопроводы с объемным распределением токов представляются в виде тонких линий, повторяющих геометрию осей их линейных участков.

На рис. 2 приведены схемы расположения токопроводов АВ и транспонированных токопроводов:

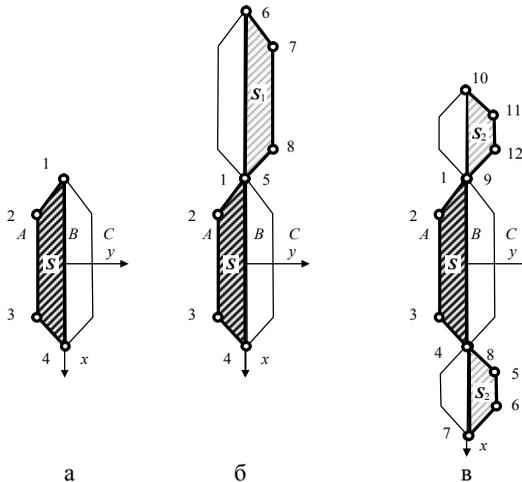


Рис. 2. Контуры АВ с подводящими кабелями и варианты выполнения транспонированных токопроводов.

а – контуры АВ, образованные токопроводами фаз АВ и СВ (В средняя фаза) и подводящими токопроводами (развилками кабелей); б, в – первый и второй варианты расположения АВ и транспонированных токопроводов. Точки излома токопроводов пронумерованы и показаны для контуров фаз АВ на рис. 2. Числовые значения координат x_i, y_i, z_i точек

i контуров фаз AB приведены в табл. 1. Координаты точек контура фаз CB отличаются от координат контура AB только по координате y и имеют противоположные по знаку значения и в табл. 2 не приведены.

Таблица 1 – Координаты точек контуров АВ и транспонированных токопроводов (м).

Источник поля	Фазы	Номер точки	x_i	y_i	z_i
АВ	AB	1	-0,223	0	-0,055
		2	-0,123	-0,05	
		3	0,123	-0,05	
		4	0,223	0	
Первый вариант	AB	1	-0,223	0	-0,055
		2	-0,123	-0,05	
		3	0,123	-0,05	
		4	0,223	0	
		5	-0,223	0	
		6	-0,669	0	
		7	-0,569	0,05	
		8	-0,323	0,05	
Второй вариант	AB	1	-0,223	0	-0,055
		2	-0,123	-0,05	
		3	0,123	-0,05	
		4	0,223	0	
		5	0,323	0,05	
		6	0,396	0,05	
		7	0,496	0	
		8	0,223	0	
		9	-0,223	0	
		10	-0,496	0	
		11	-0,396	0,05	
		12	-0,323	0,05	

Площади транспонированных контуров выбирались из условия полной компенсации магнитных моментов:

$$S = -S_1 = -2S_2, \quad (1)$$

где S , S_1 , S_2 – векторы площадей контуров фаз AB выключателя и первый и второй варианты транспонирования токопроводов.

При выполнении условий (1) предполагается, что с увеличением расстояния от АВ эффективность компенсации ВМП также увеличивается.

Алгоритм моделирования ВМП трехфазного ЭО. Особенности моделирования переменного ВМП, создаваемого системой трехфазных токов частоты сети, связаны с различием фаз токов. Учет этих фаз мо-

жет быть выполнен либо применением комплексных величин для токов, либо с использованием гармонического анализа для мгновенных значений токов. В работе использован второй подход, что позволяет проводить моделирование поля не только синусоидальных, но и несинусоидальных токов.

Алгоритм включает:

- расчет трех приведенных компонент $\mathbf{H}'_{xk}, \mathbf{H}'_{yk}, \mathbf{H}'_{zk}$ вектора напряженности ВМП для каждого k -го контура ЭО для единичного тока без учета фазы по одинаковым соотношениям [6] для отрезка контура с током и суммирования составляющих полей отрезков;

- разложение токов контуров на синусные и косинусные составляющие с амплитудами I_{kcf}, I_{ksf} (f – индекс частоты, принимающий значения 1, 2, 3... для частот 50, 100, 150 ... Гц;

- расчет синусных и косинусных составляющих $\mathbf{H}_{uc}, \mathbf{H}_{us}$ компонент векторов напряженности ВМП ЭО путем перемножения удельных компонент векторов напряженности и составляющих токов и их суммирования по всем K контурам:

$$\mathbf{H}_{uc} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}'_{uk} \cdot I_{kc}; \quad \mathbf{H}_{us} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}'_{uk} \cdot I_{ks} \quad (u = x, y, z).$$

- расчет мгновенной максимальной величины \mathbf{H}_m суммарного вектора напряженности ВМП ЭО по кривой годографа. В случае синусоидальных токов ЭО в [7] получено соотношение для \mathbf{H}_m

$$H_m = \frac{1}{2} \left(\sqrt{H_c^2 + 2H_c H_s \sin \alpha + H_s^2} + \sqrt{H_c^2 - 2H_c H_s \sin \alpha + H_s^2} \right), \quad (2)$$

где H_c, H_s – амплитуды векторов \mathbf{H}_c и \mathbf{H}_s напряженности полей, создаваемых косинусными и синусными составляющими токов ЭО;

$$H_c = H_{xc}^2 + H_{yc}^2 + H_{zc}^2; \quad H_s = H_{xs}^2 + H_{ys}^2 + H_{zs}^2;$$

α – угол между векторами \mathbf{H}_c и \mathbf{H}_s , который определяется исходя из соотношения для косинуса этого угла:

$$\cos \alpha = \frac{H_{xc}H_{xs} + H_{yc}H_{ys} + H_{zc}H_{zs}}{H_c H_s}.$$

В случае несинусоидальных токов величина \mathbf{H}_m может быть определена по кривой годографа [8].

Результаты моделирования. Моделирование проведено для синусоидальных токов АВ частотой 50 Гц, индекс $f = 1$. Величина ам-

плитуды тока фазы равна $400\sqrt{2} \approx 570 \text{ A}$. На основе данных табл. 1 по соотношениям (2) выполнены расчеты максимальных величин напряженности H_m ВМП на контрольной плоскости на различных удалениях x L от поверхности АВ для трех вариантов: исходное поле АВ; первый и второй варианты транспонирования токопроводов.

Эффективность компенсации ВМП определялась как отношение максимальных величин напряженности ВМП, рассчитанных для вариантов транспонирования, к исходному максимальному полю.

Результаты расчета сведены в табл. 2. Здесь же приведены нормированные максимальные величины напряженности.

Таблица 2 – Расчетные величины эффективности компенсации максимального ВМП на удалении L от поверхности АВ

Источник поля	Удаление L , м	Напряженность H_m , А/м	Норма, А/м	Перспективные требования, А/м	Эффективность
АВ	0,3	28,28	18,38	0,63	–
	0,5	9,90	12,73		–
	1,0	1,73	6,08		–
	1,5	0,62	3,39		–
Первый вариант	0,3	26,16	13,00		1,08
	0,5	7,71	9,00		1,28
	1,0	0,98	4,30		1,77
	1,5	0,25	2,40		2,51
Второй вариант	0,3	21,21	13,00		1,33
	0,5	5,37	9,00		1,84
	1,0	0,42	4,30		4,07
	1,5	0,07	2,40		8,80

Анализ результатов моделирования. Результаты моделирования показывают следующее. Поле АВ вблизи поверхности превышает существующие нормы примерно в 1,5 раза и перспективные требования – примерно в 50 раз.

Сравнение асимметричного и симметричного вариантов транспонирования показывает, что предпочтительным является второй вариант, так как эффективность снижения поля для всех указанных удалений от поверхности АВ выше. Максимальная эффективность (8,8 единиц) достигается при применении симметричного транспонирования, но существенно ниже (более чем на порядок), чем эффективность компенсации магнитного момента (100 единиц). При удалении от поверх-

ности АВ на расстояние 1 м и более транспонирование по второму варианту обеспечивает достижение перспективных требований.

Для обеспечения требований экологической безопасности на удалении более 1 м от поверхности АВ, используемых в составе РУ электрических подстанций, может быть предложено симметричное транспонирование подводящих токопроводов внутри РУ. Оно выполняется как симметричное транспонирование токопроводов на входе и выходе АВ при соблюдении условия равенства по величине площадей контуров АВ с выводами подводящих проводников (развилки кабелей) и суммарной площади контуров транспонированных токопроводов.

Выводы. 1. Разработан алгоритм математического моделирования переменного внешнего магнитного поля трехфазного электрооборудования. Его отличительной особенностью является то, что в качестве контрольного параметра используется максимальная мгновенная величина вектора напряженности магнитного поля в точках на контрольной поверхности. Алгоритм позволяет построить распределение поля в точках на контрольной поверхности, определить точки контрольной поверхности с максимальной величиной напряженности поля и использовать полученные величины для сравнения с требованиями экологической безопасности.

2. С использованием разработанного алгоритма проведено моделирование внешнего магнитного поля, создаваемого системой трехфазных токов автоматического выключателя серии АЗ700 в составе распределительного устройства электрической подстанции при использовании двух вариантов транспонирования токопроводов для снижения его внешнего магнитного поля: одностороннее транспонирование и симметричное двухстороннее транспонирование токопроводов на входных и выходных выводах выключателя. Показано, что применение симметричного транспонирования токопроводов обеспечивает более эффективное снижение магнитного поля по сравнению с асимметричным вариантом, что позволяет приблизить границу зоны требуемого снижения поля ближе к поверхности автоматического выключателя.

3. По результатам математического моделирования установлено, что эффективность метода транспонирования для уменьшения внешнего магнитного поля вблизи поверхности трехфазного электрооборудования существенно (на порядок) снижается по сравнению с эффективностью этого метода для снижения магнитного момента. Для автоматического выключателя серии АЗ700 на номинальный ток 400 А (действующее значение) транспонирование токопроводов позволяет обеспечить действующие требования на удалении более 0,5 м от его

поверхности для обоих вариантов транспонирования токопроводов, а для обеспечения перспективных требований – только при симметричном транспонировании токопроводов на удалении более 1 м. В области внешнего пространства с удалением 0,3 м от поверхности транспонирование токопроводов по рассмотренным вариантам не обеспечивает существующих и перспективных требований.

Список литературы: 1. *Salinas E.* Mitigation of Power-Frequency Magnetic Fields with Applications to Substation and Other Parts of the Electric Network / E. Salinas // Department of Electric Power engineering, Chalmers University of Technology. – Gothenburg. – 2001. – 149 p. 2. *Любимов В.В.* Искусственные и естественные электромагнитные поля в окружающей человека среде и приборы для их обнаружения и фиксации. – Препр. №11 (1127). – Троицк: ИЗМИРАН, 1999. – 28 с. 3. *D'Amore M., Grifa S., Maradey F.* Shielding techniques of power frequency magnetic field aboard high speed train: [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://w3.uniroma1.it/maradei/Pubblicazioni/ACI-19.pdf>. 4. *Лутиков В.С.* Оптимальное использование методов, применяемых для снижения внешнего магнитного поля электрооборудования // Вісник Східноукраїнського державного університету. – Луганськ: Вид-во СУДУ. – 1999. – №6(22). – С. 113-123. 5. ДСТУ 2465-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. – Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с. 6. *Монтгомери Д.* Получение сильных магнитных полей с помощью соленоидов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1971. – 359 с. 7. *Король Е.Г.* Оценка максимального магнитного поля автоматических выключателей // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 29. – С. 25-34. 8. *Лутиков В.С., Крюкова Н.В., Гелярговская О.А.* и др. Анализ магнитного момента токов трехфазного источника поля // Електротехніка і електромеханіка – Харків: НТУ "ХПІ", 2006. – № 4. – С. 47-51.

*Поступила в редколлегию 20.01.2012.
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

В.В. ЛИТВИНЕНКО, ас., НТУ "ХПИ", Харьков

Е.И. СОКОЛ, д-р техн. наук., проф., проректор, НТУ "ХПИ", Харьков

В.С. ЛУПИКОВ, д-р техн. наук., проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков

В.Ф. БОЛЮХ, д-р техн. наук., проф., НТУ "ХПИ", Харьков

Е.Г. БОЛЮХ, науч. сотр., НТУ "ХПИ", Харьков

Н.В. КРЮКОВА, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков

И.И. КАТКОВ, канд. биол. наук, фирма "Celltronix, Сан-Диего, США

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ЗАЩИТЫ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КРИОГЕННОГО ОХЛАЖДЕНИЯ

Experimental researches of an induction-dynamic drive with cryogenic cooling by liquid nitrogen are resulted in a disk core of its electromagnet. Prospects of such cooling in switching electric devices are proved in view of energy-saving and increasing their working out speed.

Приведены результаты экспериментальных исследований индукционно-динамического привода с криогенным охлаждением жидким азотом дискового якоря электромагнита. Обоснованы перспективы использования такого охлаждения для повышения быстродействия и энергосбережения коммутационных электрических аппаратов.

Приведено результати експериментальних досліджень індукційно-динамічного приводу з криогенним охолодженням рідким азотом дискового якорю електромагніту. Обґрунтовано перспективи використання такого охолодження для підвищення швидкодії і енергозбереження комутаційних електричних апаратів.

Введение. В промышленно развитых странах в настоящее время активизируются работы по модернизации энергосистем с учетом современных разработок в области коммуникационных систем. Одно из таких направлений – создание систем Smart grid [1, 2], известной как интеллектуальная или разумная энергетика. Эта энергетика отражает стремление управлять процессами одновременной генерации электроэнергии в масштабах стран, существенно сократить ее потери и обеспечить качество при передаче, эффективное и контролируемое потребление на уровне предприятий и жилых домов и сохранения окружающей среды. Важную

роль при этом может сыграть применение криогенного охлаждения с использованием жидкого азота элементов энергосистем [3]. Одним из таких элементов энергосистем являются коммутационные электрические аппараты, одновременно выполняющие и функции защиты сетей от аварийных режимов. Преимущества охлаждения жидким азотом связаны с возможностью существенного уменьшения электрических потерь на тепло, повышением технических характеристик и обеспечением экологической безопасности. Особенно актуальной эта задача является для электрических аппаратов защиты электрических цепей, в которых требуется обеспечить максимально возможное быстроедействие отключения без существенных перенапряжений.

Цель работы – определение возможности повышение быстрогодействия индукционно-динамического привода автоматического выключателя за счет криогенного охлаждения его элементов.

Рабочая гипотеза. Повышение требований к быстродействию аппаратов защиты приводит к необходимости быстрого выявления аварийных режимов работы и повышению ограничения токов короткого замыкания. Быстродействующие автоматические выключатели относятся к аппаратам защиты с высокой токоограничивающей способностью только в области повышенных значений токов короткого замыкания. Применение в таких выключателях индукционно-динамического привода (ИДП) в качестве расцепителя главных контактов позволяет обеспечить необходимое быстроедействие при возникновении аварийного режима. Конструктивно ИДП состоит из индуктора (катушки), подвижного якоря (медного диска), конденсаторной батареи (конденсатор) и системы управления и является механизмом импульсного действия. Его катушка питается импульсным током. В результате этого достигается высокая плотность магнитной энергии в зазоре между катушкой и диском, что вызывает появление больших электродинамических усилий (ЭДУ), действующих на диск.

Одной из основных характеристик такого выключателя является время срабатывания, которое для лучших образцов достигает $1 \cdot 10^{-3}$ с. Для обеспечения такого времени срабатывания в конструкции выключателя применяют ряд оригинальных технических решений: уменьшают массу движущихся частей, воздействуют непосредственно на подвижный контакт, используют индукционно-динамический привод. Принцип действия последнего основан на динамическом взаимодействии магнитного поля электромагнита и вихревых токов его подвижного якоря (диска). В известных технических решениях в состав конструкции привода входят катушка электромагнита, подвижный якорь (диск), источник питания электромагнита (обычно емкостной накопи-

тель) и система управления его разрядом. Для концентрации магнитного потока катушки, воздействующего на диск, применяют магнитную систему, выполняемую из ферромагнитного материала. Быстродействие такого привода определяется временем движения диска от начального положения до срабатывания привода.

Проведенные с участием авторов исследования [4, 5] показали, что для охлаждения элементов (малых объектов) электрических аппаратов возможно применение жидкого азота. Такое охлаждение не использует явление сверхпроводимости, но обеспечивает существенного уменьшения электрических потерь в токоведущих элементах, что особенно важно при работе с высокими токовыми нагрузками, улучшения изоляционных показателей и обеспечения экологической безопасности. В электрических аппаратах продолжительного действия существуют критические плотности тока, при превышении которых токопроводящие элементы из-за эффекта Лейденфроста (появлении слоя паров кипящего азота на поверхности охлаждаемого проводника), резко снижают теплоотдачу и интенсивно нагреваются вплоть до термического повреждения. В устройствах импульсного действия указанное явление можно устранить за счет оптимального подбора скоростей электромагнитных и тепловых процессов в ИДП.

Идея исследований заключалась в охлаждении жидким азотом элементов ИДП в момент его срабатывания. Накопленная в емкостном накопителе энергия преобразовывалась в электромагнитную и подбором параметров разрядного контура обеспечивалось формирование очень короткого однополярного импульса тока в катушке электромагнита. При этом за счет снижения температуры охлаждаемого элемента ожидалось увеличение тока, индуцируемого в диске и, как следствие, возрастание энергии, передаваемой накопителем энергии диску и преобразующейся в механическую энергию. Поскольку скорость процессов преобразования энергии в этом случае велика, появляется возможность уменьшения времени срабатывания ИДП. В качестве охлаждаемых элементов исследовались катушка, диск, магнитная система и их комбинации.

Физический макет ИДП. Исследования проведены на физическом макете ИДП быстродействующего автоматического выключателя серии АЗ700 на ток 630 А. Общий вид ИДП и его элементы приведены на рис. 1. Обозначения элементов: 1 – катушка; 2 – диск (якорь); 3 – магнитная система; 4 – блок управления. Катушка намотана медной лентой сечением 20×0,2 мм, число витков – 28, размеры окна квадратной катушки 30×30 мм, средняя толщина витков катушки – 12 мм. Цилиндрический медный диск имеет размеры: диаметр – 56 мм, толщина – 1 мм.



Рис. 1. Вид электромагнита физического макета ИДП в сборе (а) и его отдельных элементов (б).

Магнитная система выполнена витой из листовой электротехнической стали толщиной 0,5 мм и шириной 25 мм, разрезана на две одинаковые U-образные половинки сечения 25×12,5 мм, которые установлены в квадратное окно катушки таким образом, что поверхности торцов катушки, половинок магнитной системы и диска располагаются в одной плоскости. Емкостной накопитель выполнен по схеме с обратным диодом [6], емкость конденсатора 660 мкФ, напряжение питания 260 В.



Рис. 2. Общий вид охлаждающей емкости

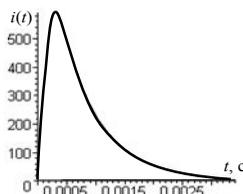


Рис. 3. Форма импульса тока катушки ИДП.

Для охлаждения элементов ИДП была изготовлена цилиндрическая открытая охлаждающая емкость, в которую заливался жидкий азот (рис. 2).

Экспериментальные исследования. Исследовались 6 вариантов состояния элементов ИДП: 1 – катушка с диском при комнатной температуре; 2 – тоже с магнитной системой; 3 – катушка с охлажденным в жидком азоте диском; 4 – катушка с магнитной системой и охлажденным в жидком азоте диском; 5 – охлажденные в жидком азоте катушка и диск; 6 – катушка с магнитной системой и диском, охлажденные в жидком азоте. Форма импульса тока $i(t)$, формируемого при разряде емкостного накопителя приведена на рис. 3.

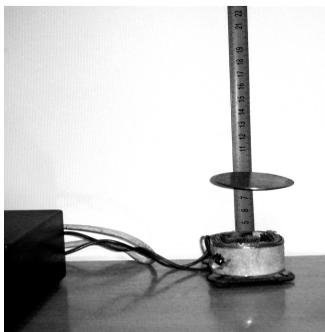


Рис. 4. Схема измерения высоты полета диска при срабатывании ИДП.

Охлаждение элементов ИДП проводилось путем погружения их в жидкий азот на время, достаточное для установления температуры жидкого азота. Охлажденные элементы извлекались из жидкого азота и подавался сигнал на срабатывание ИДП.

В экспериментах регистрировалась максимальная высота полета h диска. Отсчет проводился на фоне линейки (рис. 4). Измеренные величины h для перечисленных вариантов состояния элементов ИДП приведены в табл. 1. Для краткости введены сокращенные обозначения состояния элементов: КТ – катушка "теплая", при комнатной температуре; КХ – катушка "холодная", охлажденная примерно до температуры жидкого азота; ДТ, ДХ – диск "теплый" и "холодный" соответственно; МТ, МХ – магнитная система "теплая" и "холодная".

Анализ результатов. Выполненные ранее исследования ИДП с ферромагнитным сердечником [7] и повторенные в ходе данного эксперимента (вариант 2) показали, что применение ферромагнитного сердечника оправдано, так как высота полета диска увеличивается в два и более раза по сравнению с вариантом 1, при отсутствии магнитной системы.

Таблица 1 – Экспериментальные данные

Вариант	Состояние элементов	Высота h , см
1	КТ, ДТ	8
2	КТ, МТ, ДТ	17
3	КТ, ДХ	55
4	КТ, МТ, ДХ	102
5	КХ, ДХ	13
6	КХ, МХ, ДХ	16

Как видно из табл. 1, наилучшим является вариант 4 выполнения ИДП с охлажденным диском (якорем), так как при этом обеспечивается наибольшая высота h полета диска. Этот же вариант и наиболее просто может быть реализован, так как требуется охлаждение единственного элемента. Другие варианты охлаждения элементов ИДП (катушки, магнитной системы) характеризуются существенно меньшими величинами h и требуют более сложных конструктивных решений.

На основе полученных экспериментальных данных проведена

оценка эффективности E ИДП по соотношению:

$$E = W_c / W_h = h_c / h_h, \quad (1)$$

где W_c , W_h – энергия, переданная диску в "холодном" и "теплом" состоянии; h_c , h_h – высота полета диска в этих состояниях.

Соотношение (1) получено из условия равенства потенциальной энергии диска и переданной ему электромагнитной энергии. Для варианта 4 величина эффективности равна $E \approx 13$.

Таким образом, применение криогенного охлаждения диска и магнитной системы в электромагните ИДП существенно увеличивает его эффективность. Кроме того, при этом возрастает начальная скорость диска, что обеспечивает повышение его быстродействия.

Выводы. 1. На основе проведенных экспериментальных исследований установлено, что применение магнитной системы и криогенного охлаждения с помощью жидкого азота диска электромагнита ИДП позволяют существенно увеличить его быстродействие при тех же параметрах накопителя энергии.

2. В качестве перспективного направления совершенствования индукционно-динамических приводов для коммутационных электрических аппаратов защиты может быть рекомендовано криогенное охлаждение якоря (диска) электромагнита.

Список литературы: 1. *Каплун В.В., Козирський В.В.* Smart Grid як інноваційна платформа розвитку електроенергетичних систем // *Енергетика та Електрифікація*. – 2011. – № 5. – С. 13-18. 2. *Rittidech S., Boonyaeom A., Tipnet P.* CPU Cooling of Desktop PC by Closed-end Oscillating Heat-pipe (CEOHP) // *American Journal of Applied Sciences*. – 2005. – No. 2(12). – P. 1574-1577. 3. *Альтов В.А., Копылов С.И.* Повышение надежности работы энергосистем с помощью сверхпроводящих устройств // *Электротехника*. – 2007. – № 8. – С. 37-42. 4. *Болюх В.Ф., Данько В.* Лінійні електромеханічні перетворювачі імпульсної дії. – Монографія. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – 260 с. 5. *Лутиков В.С., Лелюк Н.А., Король Е.Г.* и др. Обзор методов сверхбыстрого охлаждения малых объектов // *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 29. – С. 76-88. 6. *Лутиков В.С.* Перспективы применения криогенного охлаждения в электрических аппаратах // *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 48. – С. 45-49. 7. *Литвиненко В.В., Лутиков В.С., Середа А.Г.* Качественный анализ влияния ферромагнитного сердечника на величину силы электромагнита индукционно-динамического привода // *Вісник Національного технічного університету "ХПІ"*. – 2010. – № 29. – С. 57-64.

*Поступила в редколлегию 20.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Данько В.Г.*

И.А. ШВЕДЧИКОВА, канд. техн. наук, доц., ВНУ им. Даля,
Луганск

М.А. ЗЕМЗЮЛИН, аспирант, ВНУ им. Даля, Луганск

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКЦИИ ДИСКОВОГО МАГНИТНОГО СЕПАРАТОРА

The problem about movement of the ferromagnetic particle taken in a working zone of a magnetic separator from a stream of a loose material is considered. The estimation of geometrical parameters in the new disk magnetic separator design is received.

Запропоновано варіант розв'язання динамічної задачі про рух ферромагнітної частки, що вилучається в робочій зоні сепарації у потоці сипучого матеріалу. Проведено оцінювання геометричних параметрів дискового магнітного сепаратора нової конструкції

Предложен вариант решения динамической задачи о движении извлекаемого ферромагнитной частицы в рабочей зоне сепарации в потоке сыпучего материала. Проведено оценивание геометрических параметров дискового магнитного сепаратора новой конструкции.

Введение. Одним из наиболее распространенных типов магнитносепарирующих устройств являются дисковые магнитные сепараторы (ДМС), отличительной особенностью которых является наличие индуктора магнитного поля в форме диска. На практике ДМС обычно устанавливаются непосредственно над ленточным транспортером с сепарируемым материалом. На рис. 1 для примера представлен конструктивный вариант ДМС с улучшенными условиями разгрузки извлеченных ферромагнитных предметов, что достигается расположением магнитов индуктора по спирали [1].

Известно [2, 3], что эффективность работы магнитных сепараторов определяется производительностью (количеством сыпучего материала, проходящего через рабочую зону сепаратора за единицу времени) и надежностью извлечения ферромагнитных частиц из потока сыпучего вещества. Надежность извлечения, в свою очередь, зависит от создаваемой магнитной системой извлекающей силы, действующей на ферромагнитные тела в потоке сыпучего материала. Поэтому при заданной производительности основным требованием является обеспечение необходимого уровня извлекающей силы магнитного поля, дос-

таточной для перемещения частицы к поверхности полюсов за время прохождения сепарируемого материала через рабочую зону. В настоящее время эта задача решается преимущественно конструктивным совершенствованием существующих типов магнитных сепараторов.

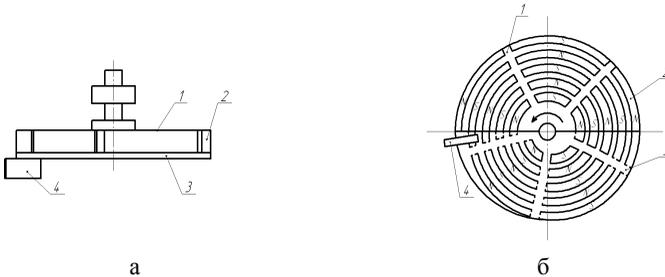


Рис. 1. Дискový магнитный сепаратор [1]: а – общий вид; б – вид снизу (1 – ферромагнитный диск; 2 – магниты; 3 – немагнитный диск; 4 – скребок).

Анализ предыдущих исследований. Любое конструктивное решение задачи интенсификации магнитного поля сепаратора требует при практической реализации выбор таких соотношений геометрических размеров полюсной системы, а также других параметров (например, скорости движения ленты транспортера, материала полюсов магнитной системы), которые бы обеспечивали требуемое значение ponderomotorной силы магнитного поля, а, следовательно, и требуемую чистоту сепарации. Обычно выбор требуемого соотношения геометрических размеров полюсов в магнитных сепараторах осуществляется эмпирически. Аналитические методы решения указанной задачи достаточно разработаны для барабанных сепараторов с верхней, нижней [2, 3] и боковой подачей [4, 5] материала в рабочую зону, а также для шкивных электромагнитных сепараторов [6, 7].

В публикации [4] приведен расчет извлекающей силы для барабанного сепаратора с боковой подачей материала, основанный на принятии, со ссылкой на работу [7], пропорциональности скорости относительного движения извлекаемого ферромагнитного тела извлекающей силе магнитного поля сепаратора. В работе [4] принято также допущение о постоянстве силы извлечения в рабочей зоне сепаратора, что следует признать достаточно грубым допущением. Известно, что напряженность поля и ее градиент достаточно быстро убывают с ростом расстояния до поверхности полюсов магнитных сепараторов [2, 3]. Экспериментальные и теоретические исследования магнитных полей

сепараторов с многополюсными системами показали [8], что изменение напряженности поля по нормали к поверхности полюсов определяется экспоненциальной зависимостью. С учетом этого, в [5] получено уточненное расчетное выражение для пондеромоторной силы магнитного поля.

В работе [2] исследованы особенности динамики извлечения частиц при нижней подаче материала, позволившие получить расчетные выражения для магнитных извлекающих сил при сухой и мокрой магнитной сепарации, которые учитывают геометрические размеры питающих устройств и скорость подачи материала в рабочую зону. Однако при этом остается неучтенным характер распределения магнитного поля в рабочем объеме, а также свойства среды, из которой извлекаются ферромагнитные тела.

Таким образом, проведенный анализ предыдущих исследований показал, что, если для барабанных магнитных сепараторов (с верхней, нижней и боковой подачей) и для шкивных электромагнитных сепараторов имеются методики инженерных расчетов магнитной силы и оценки геометрических параметров, обеспечивающих надежное извлечение ферромагнитных включений, то для магнитных сепараторов новых конструкций такие методики должны быть разработаны.

Цель работы. В данной работе представлена методика аналитического решения задачи выбора соотношений геометрических размеров ДМС новой конструкции (рис. 1).

Материал и результаты исследований. Рассмотрим движение ферромагнитного тела под воздействием внешнего магнитного поля в рабочем объеме ДМС (рис. 1) в соответствии с расчетной схемой, изображенной на рис. 2. Данное движение представляет собой динамический процесс и может быть описано следующей системой уравнений (в проекциях на координатные оси X и Y , рис. 2)

$$m \frac{dV_x}{dt} = 0, \quad m \frac{dV_y}{dt} = F_M - mg - F_C, \quad (1)$$

где m – масса извлекаемой ферромагнитной частицы; g – ускорение свободного падения; $V_x = \frac{dx}{dt}$ – скорость переносного движения частицы в магнитном поле в направлении оси X (горизонтальная составляющая скорости), равная скорости движения ленты транспортера V_L ; $V_y = \frac{dy}{dt}$ – скорость относительного движения частицы в магнитном поле в направлении оси Y (вертикальная составляющая скорости); F_M

– магнитная сила, действующая на извлекаемую частицу; F_C – сила сопротивления среды при движении частицы.

Ферромагнитное тело начинает свое движение к магнитной системе из точки 1 (рис. 2). По мере продвижения частицы к полюсу магнитная сила будет возрастать до некоторого максимального значения $F_{M \max}$ у поверхности полюсов. Для дальнейших расчетов примем допущение, что движение ферромагнитной частицы из точки 1 в направлении оси Y (рис. 2) будет определяться некоторой средней силой $0,5F_{M \max}$, постоянной на всем пути ее движения.

Для описания движения извлекаемого ферромагнитного тела при наличии сопротивления среды примем, что это сопротивление пропорционально скорости V_X относительного движения тела в сыпучей среде

$$F_C = \gamma V_y, \quad (2)$$

где γ – некоторый коэффициент пропорциональности, имеющий физический смысл коэффициента сопротивления сыпучей среде движению в ней тела. Приведенный (на единицу массы) коэффициент сопротивления $\dot{\gamma} = \gamma / m$ в большинстве практических случаев лежит в пределах $50 \dots 500, \text{с}^{-1}$ [7, 8].



Рис. 2. Расчетная схема извлечения (D – диаметр магнитной системы; h_M – высота магнитов; h – расстояние от магнитной системы до ленты транспортера).

Результатом решения системы уравнений (1) является параметрическое уравнение траектории извлечения ферромагнитного тела при заданных начальных условиях: $t=0, V_X = V_x, V_y=0, X_1=0, Y_1=0$.

Интегрирование первого уравнения системы (1) с учетом начальных условий позволяет определить зависимость координаты x траектории извлечения от времени t

$$x(t) = V_{лt}. \quad (3)$$

Второе уравнение системы (1) также может быть записано в виде

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} = F_M - mg - \gamma \frac{dy}{dt}. \quad (4)$$

Если в дифференциальном уравнении (4) принять, что

$F_M - mg = A$ (где A – некоторая константа), и понизить его порядок, введя новую переменную z , зависящую от t и равную $z(t) = \frac{dy}{dt}$, то получим следующее выражение

$$mz' = A - \gamma z. \quad (5)$$

Уравнение (5) является линейным неоднородным дифференциальным уравнением первого порядка, решение которого с использованием метода Бернулли [9] позволяет получить следующее уравнение траектории $y(t)$ извлечения

$$y(t) = \frac{F_M - mg}{\gamma} \left(t + \frac{m}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{m}t} - \frac{m}{\gamma} \right). \quad (6)$$

Избавляясь в (6) от параметра t , получаем уравнение траектории извлечения для случая начального расположения ферромагнитного тела в точке 1 (рис. 2)

$$y_1 = \frac{F_M - mg}{\gamma} \left(\frac{x}{V_{\text{л}}} + \frac{m}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{m} \frac{x}{V_{\text{л}}}} - \frac{m}{\gamma} \right). \quad (7)$$

Уравнение траектории (7) можно упростить, если учесть численные значения отношения γ/m и пренебречь экспонентой в круглых скобках

$$y_1 = (F_M - mg) \frac{x}{\gamma \cdot V_{\text{л}}}. \quad (8)$$

Практическая ценность полученного уравнения заключается в возможности получения из него соотношения размеров полюсной системы ДМС, которое соответствует условию попадания ферромагнитного тела из точки 1 в точку 2 (рис. 2). Для этого подставим в (8) координаты конечной точки предельной траектории (точки 2 на рис. 1), равные $X_2=D$, $Y_2=h$, что дает следующее расчетное выражение

$$h = \frac{(F_M - mg)D}{\gamma \cdot V_{\text{л}}}. \quad (9)$$

Если в выражении (9) выразить силу извлечения F_M через силу тяжести mg , введя их отношение $k = F_M/mg$, где k – некоторый параметр ($k > 1$), то можно записать соотношение, связывающее между собой такие геометрические параметры, как диаметр D диска и высоту h подвески сепаратора

$$h = \frac{(k-1)gD}{\dot{\gamma}V_{\text{л}}} \quad (10)$$

Полученное соотношение (10) является искомым соотношением, связывающим между собой размеры рабочего пространства ДМС, учет которых позволяет обеспечить надежное извлечение ферромагнитных включений из сепарируемого немагнитного сыпучего материала. С использованием выражения (10) построены графические зависимости $h=f(D)$, показанные на рис. 3.

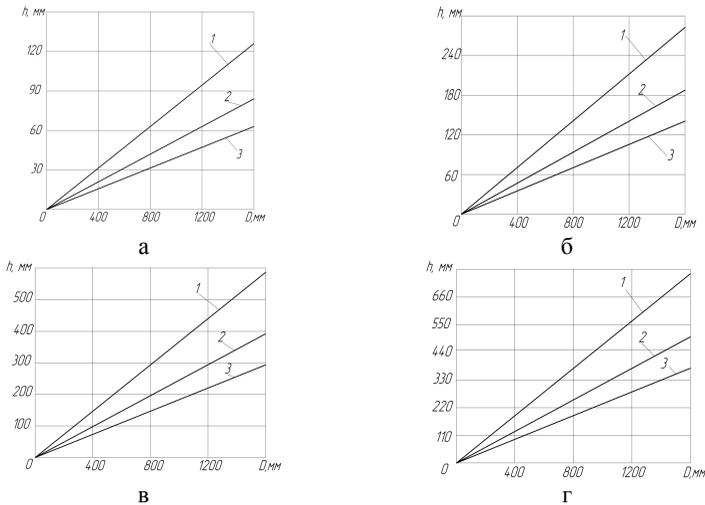


Рис. 3. Изменение высоты подвески h магнитного сепаратора от диаметра D диска и скорости $V_{\text{л}}$ движения ленты транспортера при различных значениях параметра k : а – $k=5$; б – $k=10$; в – $k=20$; г – $k=25$
(1 – $V_{\text{л}}=2$ м/с; 2 – $V_{\text{л}}=3$ м/с; 3 – $V_{\text{л}}=4$ м/с).

При построении графических зависимостей (рис.1.3) приняты усредненные значения параметров $\dot{\gamma}$ и k : $\dot{\gamma} = \gamma/m = 250 \text{ с}^{-1}$; $k=5 \dots 10$ – для феррит-бариевых магнитных систем; $k=20 \dots 25$ – для магнитных систем на основе редкоземельных магнитов [10]. Максимальная высота h_{max} подвески магнитного сепаратора составляет (при $V_{\text{л}} = 2$ м/с, $D=1600$ мм):

- для феррит-бариевых магнитных систем: $h_{\text{max}}=126$ мм – при $k=5$ и $h_{\text{max}}=283$ мм – при $k=10$;
- для магнитных систем на основе редкоземельных магнитов:

$h_{\max}=596$ мм – при $k=20$ и $h_{\max}=753$ мм – при $k=25$.

Полученные результаты подтверждаются практикой эксплуатации известных магнитносепарирующих устройств с возбуждением рабочего магнитного поля от постоянных магнитов.

Выводы. 1. Выполнена постановка динамической задачи о движении извлекаемого тела сквозь сепарируемый материал в рабочем пространстве ДМС с расположением магнитов индуктора по спирали.

2. Получено расчетное соотношение, связывающее между собой основные геометрические размеры полюсной системы, учет которых позволяет обеспечить надежное извлечение ферромагнитных включений из сепарируемого немагнитного материала.

3. Практическое использование полученного соотношения требует экспериментальной проверки и уточнения, что является целью дальнейших исследований.

Список литературы: 1. Пат. 61551 Україна, МПК В 03 С 1/24. Дисковий магнітний сепаратор / Шведчикова І.О., Земзюлін М.О., Хохола Т.В. – №и 2010 14974; Заявл. 13.12.10; Опубл. 25.07.11. – Бюл. № 14. 2. Кармазин В.В. Магнитные и электрические методы обогащения / В.В. Кармазин, В.И. Кармазин. – М.: Недра, 1988. – 304 с. 3. Кармазин В.И. Современные методы магнитного обогащения руд черных металлов / В.И. Кармазин. – М.: Госгортехиздат, 1962. – 659 с. 4. Яковенко В.В. Расчет необходимой силы извлечения барабанных магнитных сепараторов с боковой подачей сепарируемого материала / В.В. Яковенко, М.Ю. Бранспиз, В.В. Букреев // Вісник Східноукраїнського національного університету ім. В.Даля. – 2006. – №9 (103). – Ч. 1. – С. 218-221. 5. Загирняк М.В. К определению необходимой силы извлечения барабанных магнитных сепараторов с боковой подачей сепарируемого материала / М.В. Загирняк, Ю.А. Бранспиз, И.А. Шведчикова // Вісник Східноукраїнського національного університету ім. В.Даля. – 2009. – №2(132). – С. 140-145. 6. Загирняк М.В. Магнитные сепараторы. Проблемы проектирования: Монография / М.В. Загирняк, Ю.А. Бранспиз, И.А. Шведчикова; Под ред. М.В. Загирняка. – К.: Техніка, 2010. – 224 с. 7. Загирняк М.В. Шкивные магнитные сепараторы / М.В. Загирняк, Ю.А. Бранспиз. – К.: Техніка, 2000. – 303 с. 8. Деркач В.С. Специальные методы обогащения / В.С. Деркач. - М.: Недра, 1966. - С. 338. 9. Пискунов Н.С. Дифференциальное и интегральное исчисления для втузов, т. 2: Учебное пособие для втузов.– 13-е изд.– М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1985. – 560 с. 10. Килин В.И. К выбору полюсного шага магнитных систем сепараторов для сухого обогащения / В.И. Килин, С.В. Килин // Обогащение руд. – 2008. – № 6. – С.14-18.

*Поступила в редколлегию 17.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Лукиков В.С.*

УДК 621.313.2

Л.П. ГАЛАЙКО, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПІ", Харків
Н.О. ГАЄВСЬКА, магістрант, НТУ "ХПІ", Харків

ВИБІР ГОЛОВНИХ РОЗМІРІВ ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНОГО ДВИГУНА ДЛЯ РУДНИЧНОГО ЕЛЕКТРОВОЗУ

Computations of a switched reluctance motor pretended for miner electric locomotives are resulted using of the orthogonal central-composite plan (OCCP) of the second order and method of multi criterion optimization taking into account weight factors. Electromagnetic computations are carried out and the motor construction is chosen.

В статті приведені результати розрахунків вентиляно-індукторного двигателя для рудничного електровоза з використанням ортогонального центрально-композиційного плану (ОЦКП) другого порядку і методом оптимізаційних розрахунків для многокритеріальних задач з урахуванням коефіцієнтів ваги. Проведені електромагнітні розрахунки і вибрана конструкція двигателя.

В статті подані результати розрахунків вентиляно-індукторного двигуна для рудничного електровоза із застосуванням ортогонального центрально-композиційного плану (ОЦКП) другого порядку та методом оптимізаційних розрахунків для багатокритеріальних задач з урахуванням коефіцієнтів ваги. Проведені електромагнітні розрахунки та обрано конструкцію двигуна.

Вступ. Вентиляно-індукторні двигуни (ВІД) є простими і технологічними перетворювачами енергії, завдяки чому знаходять вживання в різних сферах виробництва. У останнє десятиліття накопичений певний досвід проектування ВІД і в літературі присутні різні рекомендації по вибору геометричних розмірів таких електричних машин. Проте ці рекомендації часто носять суперечливий характер. Наприклад, при виборі головних розмірів, проектувальники стикаються з тим, що рекомендований діапазон зміни питомого моменту, за яким вибираються головні розміри, досить широкий [1]. Одним зі шляхів вирішення даної проблеми є проведення оптимізаційних розрахунків і надання конкретніших рекомендацій по проектуванню ВІД.

Постановка задачі. Проектування будь-якої електричної машини починається в першу чергу з вибору її головних розмірів: зовнішнього

діаметру ротора D_r і його довжини l . Вибір основних розмірів будь-якої електричної машини в загальному випадку є багатокритеріальним завданням. В якості критеріїв оцінки виступають наступні параметри: максимальний струм I_{\max} , коефіцієнт корисної дії (ККД) η , коефіцієнт пульсації моменту K_p та енергетичний коефіцієнт K_p . В якості чинників були вибрані зовнішній діаметр сердечника ротора (x_1) і довжина пакету сердечника (x_2). Для кожного з чинників вибиралася 3 рівні, на яких вони варіювалися в експерименті. В якості інтервалу варіювання вибрана величина, яка складає 10% від величини нульового рівня. За нульовий рівень обрано значення чинників базового двигуна.

При дослідженні застосовувалися 2 методи:

1) ортогональний центрально-композиційний план другого порядку [3];

2) метод оптимізаційних розрахунків для багатокритеріальних задач з урахуванням коефіцієнтів вагомості [4].

На першому етапі було обрано план експерименту ОЦКП другого порядку, який приведено на рисунку.

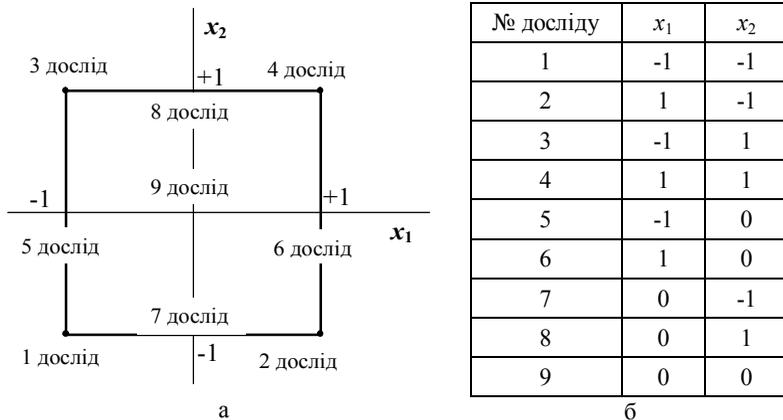


Рисунок. План експерименту: а – графічна інтерпретація, б – таблиця кодованих чинників.

Величини вказаних вище критеріїв визначалися на базі результатів розрахунку магнітного поля ВІД методом кінцевих елементів та розрахунками в програмі на алгоритмічній мові Pascal, описаній в [2]. Для цього модель ВІД, що графічно реалізована в програмі КОМПАС V11, імпортована в середовище програми FEMM 4 [5]. Спочатку був проведений розрахунок магнітних характеристик базового двигуна з зовнішнім діаметром

ротора $D_r = 250$ мм та довжиною магнітопроводу $l = 250$ мм. Розрахунок проводився при змінненні положення ротора від узгодженого ($\theta = 0^\circ$) до повністю неузгодженого положення ($\theta = 30^\circ$). Крок зміщення ротора склав $6,5^\circ$. Після чого була проведена серія аналогічних розрахунків, в ході яких змінювались вхідні величини D_r та l , а саме: D_r було зменшено та збільшено до 225 мм та 275 мм відповідно, а l було зменшено та збільшено до 225 мм та 275 мм відповідно.

На подальшому етапі дослідження отримані характеристики в чисельному вигляді завантажувались в програму. Додатковими даними для програми виступали активний опір котушки, який змінювався разом зі зміною її геометричних розмірів внаслідок вибору різних варіантів діаметру ротора, що призвело до зміни ширини полюсів, та маса активних частин машини. Результати обчислень були зведені до табл. 1.

Таблиця 1 – Результати розрахунків

Дослід	x_1/x_2	θ_{opt} , град	θ_{off} , град	I_{ef} , А	P_{magn} , Вт	P_{el} , Вт	M , Н·м	I_{max} , А	η , %	K_p , в.о	K_{p^*} , в.о
1	-1/-1	28	11	75,4	136	658	216,8	173	94	1,26	0,75
2	1/-1	28,4	11,6	66,1	154,3	539	216	142,7	94,6	1,23	0,82
3	-1/1	29,6	11,4	67,4	124,2	614	218	138,3	94,3	1,16	0,79
4	1/1	28,2	10,6	64,5	167	513,2	216,7	137,6	94,7	1,18	0,82
5	-1/0	29	11,8	71,4	125	639,5	216,9	145	94	1,2	0,77
6	1/0	29,2	11,6	64	150	545,4	217,7	141,3	94,6	1,19	0,83
7	0/-1	28	11	70,8	167	587,5	217,2	144,7	94	1,21	0,78
8	0/1	29,2	11,4	65	152,6	579,4	218	138,6	94,4	1,21	0,81
9	0/0	28,6	10,2	66	169	553	218,3	136	94,5	1,16	0,8

Аналіз результатів. Визначення оптимальних значень чинників за ОЦКП другого порядку здійснюється за рівнянням:

$$\varphi(x_1, x_2) = b_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2 + b_3 \cdot x_1 \cdot x_2 + b_4 \cdot x_1^2 + b_5 \cdot x_2^2.$$

Для визначення оптимальних значень чинників за кожним з критеріїв складається квадратичне рівняння. За відомими методами математичного аналізу знаходиться максимум або мінімум функції та значення відповідних чинників.

З наведених вище критеріїв I_{max} та K_p повинні бути мінімальними, а η та K_{p^*} повинні бути максимальними.

Результати розрахунку зведені у табл. 2.

Таблиця 2 – Результати розрахунку за ОЦКП другого порядку

Критерії		I_{\max}	η	K_r	K_p
Кодовані чинники	x_1	0,0232	-0,976	-0,173	-1,54
	x_2	0,74	2,73	0,54	2,7
Оптимальні чинники	D_r , мм	250,6	225,6	245,7	211,5
	l , мм	268,5	318,2	263,6	317,5
Розрахункова похибка		0,035	0,0019	0,0275	0,01

За методикою оптимізаційних розрахунків з урахуванням коефіцієнтів вагомості за дев'ятьма експериментами знаходяться найбільші значення η та K_p та найменші значення I_{\max} та K_r . Далі обчислюються по модулю відносні значення відхилення кожного критерію. Формування остаточної оцінки вибору здійснюється за допомогою перемноження відхилень вектор-критерію $[\Sigma^*]$ на вектор коефіцієнтів вагомості $[K]$

$$B_{\Sigma} = [K] \times [\Sigma^*].$$

Результати обчислень зведені у таблиці 3, де виділені оптимальні варіанти.

Таблиця 3 – Результати оптимізаційного розрахунку

x_1/x_2	Коефіцієнти вагомості				
	$k_{I_{\max}} = 0,25;$ $k_{\eta} = 0,25;$ $k_{K_r} = 0,25;$ $k_{K_p} = 0,25$	$k_{I_{\max}} = 0,55;$ $k_{\eta} = 0,15;$ $k_{K_r} = 0,15;$ $k_{K_p} = 0,15$	$k_{I_{\max}} = 0,15;$ $k_{\eta} = 0,55;$ $k_{K_r} = 0,15;$ $k_{K_p} = 0,15$	$k_{I_{\max}} = 0,15;$ $k_{\eta} = 0,15;$ $k_{K_r} = 0,55;$ $k_{K_p} = 0,15$	$k_{I_{\max}} = 0,15;$ $k_{\eta} = 0,15;$ $k_{K_r} = 0,15;$ $k_{K_p} = 0,55$
-1/-1	0,1155	0,1781	0,0723	0,1038	0,1079
1/-1	0,0307	0,0381	0,0188	0,0425	0,0232
-1/1	0,0173	0,0172	0,0121	0,0104	0,0297
1/1	0,0103	0,0109	0,0062	0,0131	0,0110
-1/0	0,0451	0,0535	0,0300	0,0408	0,0560
1/0	0,0165	0,0255	0,0103	0,0202	0,0099
0/-1	0,0437	0,0518	0,0292	0,0434	0,0503
0/1	0,0224	0,0211	0,0147	0,0307	0,0231
0/0	0,0096	0,0057	0,0066	0,0057	0,0202

Висновки. В залежності від технічних вимог до двигуна при виборі головних розмірів можуть застосовуватися однокритеріальні або багатокритеріальні оптимізаційні методи. Використовуючи ОЦКП другого порядку можна визначити конкретні значення зовнішнього

діаметру ротора та його довжини, що є оптимальними для кожного з критеріїв. Аналіз результатів розрахунків при застосуванні багатокритеріального методу показав, що при однакових коефіцієнтах вагомості та для випадку, коли пріоритетними є критерії I_{\max} та K_r , найкращим є базовий двигун. По критерію максимуму ККД найкращим є варіант з $D_r = 275$ мм та $l = 275$ мм. По критерію максимуму енергетичного коефіцієнту K_p найкращим є варіант з $D_r = 275$ мм та $l = 250$ мм.

Список літератури: 1. *Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А.* Особенности проектирования индукторной машины для вентильно-индукторного двигателя // Известие ВУЗов. Электромеханика. – 2008. – № 1. 2. *Галайко Л.П.* Расчет тока и момента вентильно-индукторного двигателя различными методами // Вестник Национального технического университета "ХПИ". – 2001. – № 17. 3. *Адлер Ю.П., Маркова Е.В.* Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. – М.: Наука, 1976. – 279 с. 4. *Петрушин В.С.* Асинхронные электро-двигатели в регулируемом электроприводе: Уч. пособие. – Одесса: Наука и техника. – 2006. – С. 233-237. 5. *Meeker D.* Finite Element Method Magnetics. Version 4.0. User's Manual, January 26, 2004 // <http://femm.berlios.de>. 2003.

*Поступила в редколлегию 06.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Мильх В.И.*

Л.П. ГАЛАЙКО, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ", Харьков
М.В. ПИПИЧ, магистрант, НТУ "ХПИ", Харьков

ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ ОБМОТОК СТАТОРА ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ДЛЯ ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПЕЧИ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

In the paper computation of the temperature field in stator windings of DC motor intended for the rotating furnace of 630 kW are resulted using the final elements method realized in FEMM 4.2. Comparison of the results by final elements method and classical one are got up.

В статье приведен расчет температурного поля обмоток статора двигателя постоянного тока для вращающейся печи мощностью 630 кВт методом конечных элементов в программе FEMM 4.2. Приведены результаты сравнения результатов расчета методом конечных элементов и классическим методом.

У статті приведений розрахунок температурного поля обмоток статора двигуна постійного струму для печі, що обертається, потужністю 630 кВт методом кінцевих елементів в програмі FEMM 4.2. Приведено результати порівняння результатів розрахунку методом кінцевих елементів і класичним методом.

Введение. При проектировании электрической машины наравне с механическими и магнитными ограничениями определяющими являются также тепловые ограничения, для определения которых необходимо знать значение температур в каждой точке электрической машины. Такие сведения позволяют определить места перегрева, которые и становятся наибольшей опасностью в тепловом отношении – в первую очередь перегрев, и как следствие преждевременный выход из строя изоляции. Также знание развернутой картины температурного поля позволяет провести необходимые конструктивные изменения для повышения эффективности системы охлаждения и уменьшения нормы расхода материалов (при проектировании без детального теплового расчета необходимо задаваться большими тепловыми запасами) и уменьшить массогабаритные показатели электрической машины.

Классические методы расчета не дают полной картины теплового поля. Наиболее распространенный метод тепловых эквивалентных схем замещения дает возможность определить средние значения температур отдельных элементов электрической машины, но не максимальные значения.

В настоящее время с развитием компьютерных технологий все шире распространяется метод конечных элементов [3]. Этот метод является самым эффективным для расчета тепловых, электромагнитных полей и полей механических напряжений. Но он еще не приобрел широкого распространения на предприятиях электромашиностроительной отрасли.

Цель работы: провести исследование температурного поля обмоток статора машины постоянного тока, провести сравнение результатов расчета по методу конечных элементов и по другим методам и сделать вывод о целесообразности применения метода конечных элементов для таких расчетов.

Постановка задачи. Объект исследования - это двигатель постоянного тока серии 4П со следующими номинальными данными: мощность 630кВт, число пар полюсов 3, частота вращения 630/1000 об/мин, режим работы двигателя продолжительный S1, исполнение горизонтальное, класс изоляции обмотки возбуждения F, вентиляция принудительная.

Машина защищенного исполнения. Охлаждение осуществляется посторонним устройством, благодаря которому воздух нагнетается вовнутрь машины. Отдельные части машины охлаждаются независимо одна от другой. Это позволяет рассматривать отдельно их температурные поля.

В данной работе выполнен тепловой расчет магнитной системы двигателя методом конечных элементов (МКЭ) в программе FEMM 4.2. Эта программа позволяет рассматривать только плоскопараллельные задачи, что накладывает некоторые ограничения, которые необходимо учитывать. Длина главных и добавочных полюсов намного меньше чем длина станины. Для учета этого искусственно увеличиваем коэффициент теплоотдачи станины пропорционально соотношению длины главного полюса и станины. Также в данной задаче считается, что тепловые процессы по всей длине машины одинаковые.

Тепловые процессы магнитной системы в машине имеют симметричный характер относительно осей полюсов, поэтому расчетная модель представляет собой половину полюсного деления.

Геометрия расчетной модели построена в программе КОМПАС 3D и указана на рис. 1. Расчетную модель разбиваем на 10 блоков. Для каждого блока задаем значение коэффициента теплопроводности. При протекании тока через обмотки возбуждения (ОВ), обмотки добавочных полюсов (ОДП) и компенсационной (КО) в них выделяется тепло.

То есть, они выступают в качестве источников теплоты. Для расчета были найдены значения удельных потерь для соответствующих

указана на рис. 2. На этом рисунке указаны векторы тепловых потоков и изотермы.

Анализ температурного поля обмотки возбуждения. Самое большое значение температуры в обмотке возбуждения машины. Среднее значение температуры составляет 119°C , максимальное $143,05^{\circ}\text{C}$. По ширине катушки наблюдается значительный перепад температуры. Это обусловлено большой разницей условий теплообмена вблизи сердечника главного полюса и на поверхности катушки. Перепад температуры составляет 50°C , что мы и видим на рис. 3 (на рисунке показана нижняя катушка, линия на уровне 2-го ряда витков). Тепло от катушки в большей степени рассеивается во внутренний воздух, который охлаждает машину. Это обусловлено тем, что между главным полюсом и катушкой возбуждения есть изоляция и воздушный зазор, который возникает вследствие технологических допусков при их изготовлении. Уменьшение воздушного зазора значительным образом влияет на распределение тепловых потоков, это приводит к увеличению теплового потока к сердечнику, и как следствие, уменьшает температуру катушки возбуждения. Если уменьшить зазор до нуля, то температура катушки уменьшится на 10°C .

Анализ температурного поля компенсационной обмотки. Максимальное значение температуры витков компенсационной обмотки составляет 89°C , среднее 86°C .

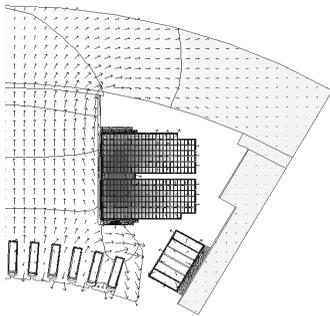


Рис. 2. Распределение температурного поля в расчетной области.

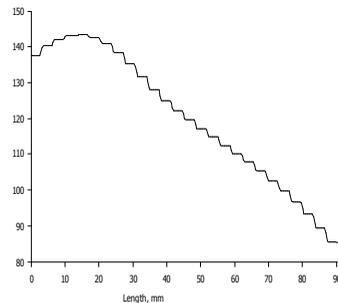


Рис. 3. Распределение температуры в катушке возбуждения по ширине.

Температуры всех стержней одинаковые за исключением крайних. Распределение температуры по ширине главного полюса указано на рис. 4. Как видно на рис. 4, наблюдается значительный перепад в изоляции компенсационной обмотки. Тепло от потерь в дугах компен-

сационной обмотки приводим к стержням.

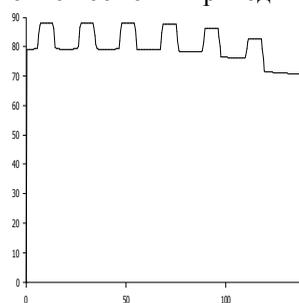


Рис. 4. Распределение температуры по ширине главного полюса.

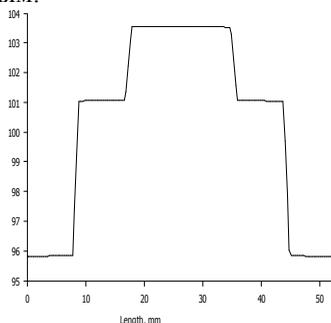


Рис. 5. Распределение температуры по высоте добавочного полюса.

Анализ температурного поля обмотки дополнительных полюсов. Средняя температура обмотки добавочных полюсов составляет 100°C . Для выбранного класса изоляции это довольно низкая температура. Максимальное значение температуры составляет $103,5^{\circ}\text{C}$. Распределение температуры по высоте катушки добавочного полюса указано на рис. 5.

Сравнение результатов расчета методом конечных элементов (МКЭ) и классическим методом.

Для сравнения был выполнен расчет классическим методом согласно [1]. Значение средних температур для обоих методов сведено в табл. 3.

Таблица 3 – Сравнение средних температур обмоток для разных методов

Обмотка	Классический метод	МКЭ
Обмотка главных полюсов, $T, ^{\circ}\text{C}$	116,1	119
Обмотка добавочных полюсов $T, ^{\circ}\text{C}$	92,51	86
Компенсационная обмотка, $T, ^{\circ}\text{C}$	97,46	100

Выводы: 1. Метод конечных элементов позволяет определить максимальные значения температуры в обмотках, при этом дает такую же точность результатов для средней температуры, что и классический метод.

2. При помощи метода конечных элементов мы получаем результат, используя меньшее количество экспериментальных данных, что делает метод незаменимым при проектировании новых машин.

Список литературы: 1. Курочкин М.Н. Проектирование электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1965. – 350 с. 2. Борисенко А.И., Костиков О.Н., Яковлев А.И. Охлаждение промышленных электрических машин. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 297 с. 3. Галайко Л.П., Гаевская Н.А. Анализ теплового состояния вентильно-индукторного двигателя для рудничного электровоза с помощью метода конечных элементов. – Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Сер.: Проблеми удосконалення електричних машин та апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. № 48. – С. 65-67.

Поступила в редколлегию 06.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Мильх В.И.

УДК 621. 313: 621. 318. 123

Н.Н. ЗАБЛОДСКИЙ, д-р техн. наук, проф., ДонГТУ, Алчевск
В.Е. ПЛЮГИН, канд. техн., наук, доц., ДонГТУ, Алчевск
Н.В. ЛУКЬЯНОВ, м.н.с., аспирант, ДонГТУ, Алчевск

ВЛИЯНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ НА МАГНИТНЫЕ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПОЛОГО ФЕРРОМАГНИТНОГО РОТОРА ПОЛИФУНКЦИОНАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Main states of a technique that accounts influence of internal stress on electromagnetic parameters and characteristics in a screw multifunctional electromechanical converter are presented. Characteristic zones of the stress influence are defined in active parts of the converter.

Определены характерные зоны влияния механических напряжений в активных частях, а также представлены основные положения методики учета влияния внутренних напряжений на электромагнитные параметры и характеристики шнекового полифункционального электромеханического преобразователя (ПЭМП).

Визначено характерні зони впливу механічних напруг в активних частинах, а також представлені основні положення методики обліку впливу внутрішніх напружень на електромагнітні параметри та характеристики шнекового поліфункціонального електромеханічного перетворювача (ПЕМП).

Введение. С появлением нового класса полифункциональных электромеханических преобразователей (ПЭМП) технологического назначения [1] проблема точного определения параметров, мощностей и характеристик при проникновении двухсторонней плоской и цилиндрической волн стоит очень остро.

Повышение эффективности, экономичности и универсальности устройств, которые обеспечивают обработку указанных материалов, задача для обеспечения конкурентоспособности перерабатывающих отраслей.

Одной из основных проблем теоретических расчетов динамических режимов электромеханических устройств является точное знание изменений физических свойств и параметров активных частей. Как правило, учет таких изменений производится лишь для температурных воздействий. Анализ электромагнитного поля в массивных фер-

ромагнитных частях электрических машин является сложной задачей, из-за нелинейности характеристик намагничивания. С ростом удельных электромагнитных нагрузок высокоиспользованных машин, при которых усиливаются не только тепловые, но магнетострикционные явления, поиск новых методов теоретического и экспериментального определения изменения параметров и характеристик электромеханических преобразователей энергии является актуальной задачей.

Анализ предыдущих исследований. Исследованию влияния упругих и пластических деформаций на магнитные параметры изделий из конструкционных и электротехнических сталей посвящено множество работ [2-4]. Однако задачи прогнозирования и контроля изменения параметров и характеристик электромеханических устройств при напряженно-деформированном состоянии активных элементов, до сих пор не решались. Учет влияния механических напряжений целесообразен для некоторых современных типов асинхронных двигателей-приводов угледобывающих механизмов, имеющих структуру ротора, предполагающую отвлечение магнитного потока в массив вала.

Безусловно, такого рода исследования должны выполняться поэтапно, включая в алгоритм следующие стадии: определение реально действующих механических, тепловых и электромагнитных нагрузок; установление функциональной связи воздействий и физических свойств материалов активных частей; системный подход в оценке комплексного воздействия на параметры и характеристики электромеханических преобразователей.

Целью данной работы является создание модели для определения степени влияния упругих и пластических деформаций на магнитные и электрические параметры электротехнических установок, на примере полого ферромагнитного ротора ПЭМП.

Материал и результаты исследований. В качестве объекта исследования выбран ротор двухмодульного шнекового ПЭМП, имеющий следующую систему нагружения: равномерно распределенные по поверхности полого цилиндра пары сил воздействия транспортируемого материала; равномерно распределенные по поверхности активных зон цилиндра (ротора) пара электромагнитных сил от взаимодействия с двигательным (ДМ) и тормозным (ТМ) модулем.

Для конкретного определения зон максимального воздействия крутящих моментов и возникающих при этом внутренних напряжений использованы числовые данные, полученные при исследованиях экспериментального образца шнекового ПЭМП с активной мощностью 76 кВт и частотой вращения ротора-шнека – 100

об/мин, предназначенного для сушки и транспортировки древесных опилок и отходов растениеводства.

Электромагнитные моменты, создаваемые модулями ПЭМП, составляют соответственно $M_{эм1}=600$ Нм (для ДМ) и $M_{эм2}=400$ Нм (для ТМ).

Соответствующие интенсивности:

$$m_H = \frac{M_H}{\pi DL}; \quad m_1 = \frac{M_{эм1}}{\pi D l_2} - \frac{M_H}{\pi DL}; \quad m_2 = \frac{M_{эм2}}{\pi D l_4} + \frac{M_H}{\pi DL}, \quad (1)$$

где M_H , $M_{эм1}$, $M_{эм2}$ – нагрузочный и электромагнитные моменты; L – общая длина ротора; l_2 , l_4 – участки активных зон электромагнитных модулей. M_H определяется из условия равновесия на определенной частоте вращения цилиндра-ротора.

На рис. 1 представлены расчетно-конструктивная схема, эпюра моментов кручения и экспериментального установленная термограмма вдоль оси ротора, указывающее на зоны интенсивного комплексного воздействия в сечениях ферромагнитного полого ротора.

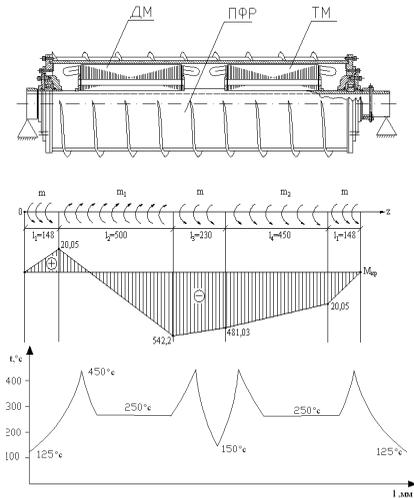


Рис. 1. Расчетно-конструктивная схема, эпюра крутящих моментов и термограмма полого ферромагнитного ротора.

При заданной схеме нагружения цилиндра – ротора возникают касательные напряжения τ в поперечных и напряжения t в цилиндрических и осевых сечениях, распределение которых по объему подчиняются известным зависимостям [5]. В соответствии с эпюрой крутящих моментов в характерных сечениях определяются максимальные касательные напряжения. Однако, существенным отличием от известных расчетных методик являются условия, при которых касательные напряжения формируются не только в соответствии с линейным законом распределения напряжений по слоям, но и с нелинейным законом распределения действующих электромагнитных

сил. В первом приближении принимаем линейный закон распределения и определяем возникающие при этом перемещения V в слоях по касательной к дуге круга, показанные на рис. 2, из уравнения

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} - \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (Vr) \right] = 0, \quad (2)$$

а возникающие касательные напряжения τ , t и углы сдвига плоскости поперечного сечения из выражений

$$\begin{aligned} \tau &= G \frac{\partial V}{\partial z}, \\ t &= -G \left(\frac{\partial V}{\partial r} - \frac{V}{r} \right), \\ \gamma_1 &= \frac{\partial V}{\partial z}, \quad \gamma_2 = \frac{\partial V}{\partial r} - \frac{V}{r} \end{aligned} \quad (3)$$

где G – модуль сдвига или модуль упругости второго рода.

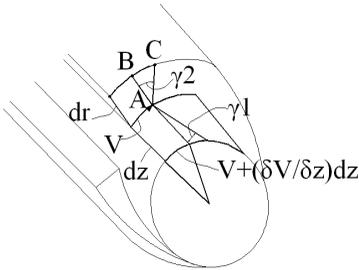


Рис. 2. Расчетная схема перемещений в слоях при скручивающем моменте.

В начале, была определена предельная механическая прочность образца, вплоть до разрушения, исследования проводились тензометрическими методами, прибором СИИТ-2 на универсальной испытательной машине УМЭ-10ТМ.

Далее был выбран метод, обеспечивающий намагничивание и регулирование до необходимых значений частоты, силы тока и напряжения экспериментального образца, и также собрана измерительная схема (вольтметра, амперметра, фазометра), приведенная на рис 3, позволяющая регистрировать необходимые выходные параметры с объекта. Через трубу пропускали ток частотой 400-1300 Гц, которая является оптимальной для регистрации и в не значительной степени зависят от влияния эффекта вытеснения тока и величины индуктивности ротора, измерялось падение напряжения на образце и эталонном сопротивлении величиной 1 Ом и по данным показаниям строился угол (ϕ) между током и напряжением протекающим в образце. Для определения индукции и напряженности поля применялась измерительная катушка (пояс Роговского), данные величины фиксировались феррометром Ф 5063.

Для экспериментального определения электромагнитных параметров и характеристик был выбран объект наиболее приближенный и повторяющий физические процессы, протекающие в массивном роторе промышленного образца шнекового ПЭМП. Труба тонкостенная (Ст. 3) внешним диаметром – 49 мм; толщиной стенки – 3 мм; длиной – 14,5 мм.

В начале, была определена предельная механическая прочность

В ПЭМП, где активные подвижные части испытывают одновременно комбинированное воздействие нескольких видов нагружения, особо чувствительными и информативными характеристиками, свидетельствующими о физическом состоянии исследуемого объекта – поло-

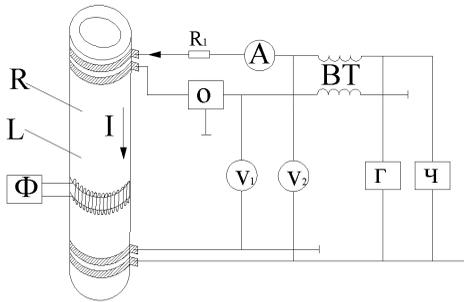


Рис. 3. Схема для измерения магнитной проницаемости и удельной электропроводности методом вольтметра-амперметра.

го ферромагнитного ротора – являются относительная магнитная проницаемость, коэрцитивная сила и удельная электропроводность. По данным величинам можно судить о химическом составе материала, температуре и механических напряжениях, возникающих в результате циклических нагрузок активных вращающихся частей машины. Электромагнитные методы – одно из перспективных направлений

для оценки напряжений в активных, подвижных элементах.

Существенное влияние на намагничивание ПФР оказывают механические напряжения возникающие в процессе сушки и транспортировки материала, ротор может испытывать сжимающие усилия, обусловленные "проталкиванием" материала по рабочей зоне вдоль оси шнека.

Предварительные расчеты указывают на то, что в полем ферромагнитном роторе ПЭМП существенные внутренние механические напряжения – напряжения сжатия – возникают при больших осевых нагрузках (более 500 кН), например, в зонах выпрессовки шнековых смесителей. Наконец, механические напряжения могут возникать из-за резкого перепада температур массива ротора вдоль оси. Перечисленные внутренние напряжения будут существовать в динамических и квазиустановившихся режимах работы ПЭМП.

В качестве исходной модели для рассмотрения процессов изменения магнитного состояния ферромагнитного ротора ПЭМП при воздействии механических напряжений может быть взята модель Прейзаха, где ферромагнетик рассматривается как преобразователь, вход-выход которого связан через двойное интегрирование функции Прейзаха.



Рис. 4. Макет полого ферромагнитного ротора для определения электромагнитных параметров.

Данные осевые напряжения характерны для промышленных экструдеров [6], которые являются сходными с нагрузками, возникающими в массиве ротора ПЭМП шнекового типа, данный факт и исследование в целом создает предпосылки для выявления, разработки и создания новых эволюционных видов полифункциональных электро-механических преобразователей.

Выводы. Предложенная методика позволяет установить характерные зоны влияния механических напряжений на физические свойства массива ротора-шнека и формировать методологию исследований параметров и характеристик, а в дальнейшем проводить проектирование устройств с учетом механических, электромагнитных и тепловых,

комплексных воздействий.

Список литературы: 1. *Заблодский Н.Н.* Полифункциональные электро-механические преобразователи технологического назначения: Монография / *Н.Н. Заблодский*. – Алчевск: ДонГТУ, 2008. – 295 с. 2. *Лившиц В.Г.* Физические свойства сплавов / *В.Г. Лившиц*. – М: Metallurgizdat, 1946. – 320 с. 3. *Михеев М.Н.* Магнитные методы структурного анализа и неразрушающего контроля / *М.Н. Михеев, Э.С. Горкунов*, – М.: Наука, 1993. – 252 с. 4. *Рейнбот Г.* Магнитные материалы и их применение. Пер. с нем. Под ред. А.А. Преображенского. – Л.: Энергия, 1974. – 384 с. 5. *Федосеев В.И.* Избранные задачи и вопросы по сопротивлению материалов / *В.И. Федосеев*. М.: Наука, 1967. – 210 с. 6. *Klemens Kolgrüber.* Co-Rotating Twin-Screw Extruders. – Munich: Carl Hanser Verlag, 2008. – 354 с.

*Поступила в редколлегию 13.12.2011
Рецензент д.т.н., проф. Луников В.С.*

УДК 621.318

А.В. ГНАТОВ, канд. техн. наук, докторант, ХНАДУ, Харьков
Щ.В. АРГУН, аспирант, ХНАДУ, Харьков
Е.А. ЧАПЛЫГИН, канд. техн. наук, доц., ХНАДУ, Харьков
А.М. ДРОБИНИН, студент, ХНАДУ, Харьков

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ
ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РАЗРЯДНОМ КОНТУРЕ
МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКИ**

Transients in a discharge contour of a magnetic pulse unit are researched experimentally and resulted in the paper. Influence of processes in parallel branches of the discharge contour on a current impulse characteristics is investigated. The unit work is analyzed for as branched so not branched schemes.

Стаття присвячена експериментальному дослідженню перехідних процесів в розрядному контурі магнітно-імпульсної установки. Досліджено процес впливу паралельних гілок розрядного кола на характеристики розрядного імпульсу струму в індукторній системі. Проведений аналіз роботи установки з розгалуженням і нерозгалуженням розрядним колом.

Статья посвящена экспериментальному исследованию переходных процессов в разрядном контуре магнитно-импульсной установки. Исследован процесс влияния параллельных ветвей разрядной цепи на характеристики разрядного импульса тока в индукторной системе. Проведен анализ работы установки с разветвленной и неразветвленной разрядной цепью.

Введение. Одними из наиболее прогрессивных технологий в обрабатывающей промышленности можно считать магнитно-импульсные технологии [1-3]. Они основаны на магнитно-импульсной обработке металлов (МИОМ), причем такая обработка происходит без непосредственного контакта инструмента обработки (в магнитно-импульсных системах – это индукторная система (ИС)) с заготовкой. Обработка же происходит посредством импульсного магнитного поля, возбуждаемого ИС. Энергия, передаваемая силами импульсного магнитного поля от индуктора к обрабатываемому изделию, первоначально запасается в емкостных накопителях источника мощности – магнитно-импульсной установки (МИУ). Сама же ИС, подсоединяется к зажимам МИУ, изображенным на схеме с разветвленной разрядной

цепью рис. 1 [2, 4, 5]. Следовательно, вопросы, связанные с передачей запасенной в емкостных накопителях МИУ энергии к инструменту обработки – индукторной системе приобретают значимый характер, и становятся актуальными.

Цель настоящей работы – исследование переходных процессов в разрядном контуре МИУ с определением степени влияния параллельных ветвей разрядной цепи на характеристики разрядного импульса в инструменте обработки – индукторной системе.

Анализ основных достижений и публикаций. Существующие схемы МИОМ, как правило, работают в режиме однократного силового воздействия на обрабатываемый объект [2, 6]. Здесь невозможно контролировать процесс обработки, необходимы громоздкие источники мощности, требуются существенные затраты на создание комплекса оборудования в целом и др.

Идея, предложенная авторами [3-5, 7] и положенная в основу источника мощности для магнитно-импульсной технологии состоит в замене мощного однократного силового воздействия серией довольно малых импульсов, суммарное действие которых должно быть достаточным для достижения заданного уровня деформирования объекта обработки.

Следует отметить, что аналогичное предложение, но без какого-либо обоснования и конкретики, прозвучало в рекламных материалах американской фирмы "Electroimpact", отделившейся от концерна "Boeing" и ведущей разработки магнитно-импульсных комплексов для внешней рихтовки корпусов самолетов [1, 2].

Исследование влияния разрядных цепей на характеристики выходного импульса. В качестве объекта исследования была взята магнитно-импульсная установка МИУС-2, разработанная в лаборатории магнитно-импульсных технологий ХНАДУ рис. 1, которая обладает следующими характеристиками [1]:

- работа от сети ~ 220 В;
- зарядное напряжение до 2 кВ, запасаемая энергия до 2 кДж;
- собственная частота в импульсе ~ 7 кГц; в комплекте с согласующими устройствами (импульсными трансформаторами) $\sim 1-2$ кГц;
- частота повторения разрядных импульсов до ~ 10 Гц;
- емкость накопителей энергии $C = 1200$ мкФ.

Алгоритм работы МИУС-2. Системой управления, вручную, задаются уровень напряжения, на которое будут заряжаться конденсаторы. Заданный уровень напряжения отслеживает электроника по вольтметру V_3 .

Начало работы. Система контроля и управления дает команду на открытие электронных ключей – тиристоров $VS1$ и $VS2$ в зарядном контуре. При достижении напряжения на конденсаторах заданного уровня, система управления дает команду на отключение $VS1$ и $VS2$. После отключения электронных ключей в зарядном контуре, система управления дает команду на включение тиристоров в разрядном контуре $VS3$ и $VS4$. Тиристоры $VS3$ и $VS4$ закрываются после полного разряда конденсаторных батарей. После закрытия электронных ключей в разрядном контуре, система управления дает команду на открытие тиристоров $VS1$ и $VS2$ и цикл работы повторяется.

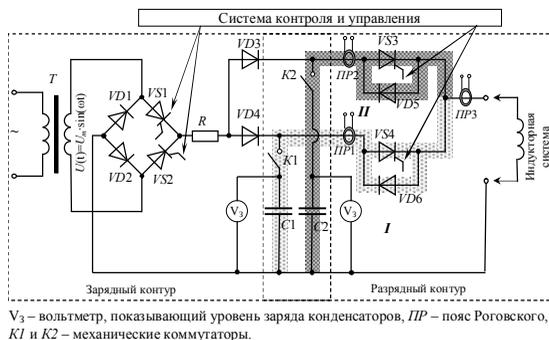


Рис. 1. Схема магнитно-импульсной установки МИУС-2.

Для более качественного определения степени влияния разрядных цепей на формирование выходного импульсного сигнала в МИУ разделим проводимые исследования на три этапа:

Этап I. Исследование влияния разрядных цепей на формирование выходного импульсного сигнала в МИУ при замкнутых коммутаторах K1 и K2 (рис. 1).

Этап II. Исследование влияния разрядных цепей на формирование выходного импульсного сигнала в МИУ при одном разомкнутом коммутаторе (рис. 1).

Этап III. Исследование характеристик разрядного сигнала при разветвленной и неразветвленной цепи разрядного контура (рис. 1).

Перейдем к описанию результатов проведенных исследований в соответствии с обозначенными этапами.

Этап I. Условия опыта. Индукционным датчиком – поясом Роговского, проводилось измерение сигнала:

- а) в разрядной ветви со второй группой конденсаторных батарей $C2$ (осциллограмма рис. 2, а) – датчик $PP2$;
- б) в разрядной ветви с первой группы конденсаторов $C1$ (осциллограмма рис. 2, б) – датчик $PP1$;
- в) общий (суммарный) сигнал в разрядной цепи (осциллограмма рис. 2, в) – датчик $PP3$.

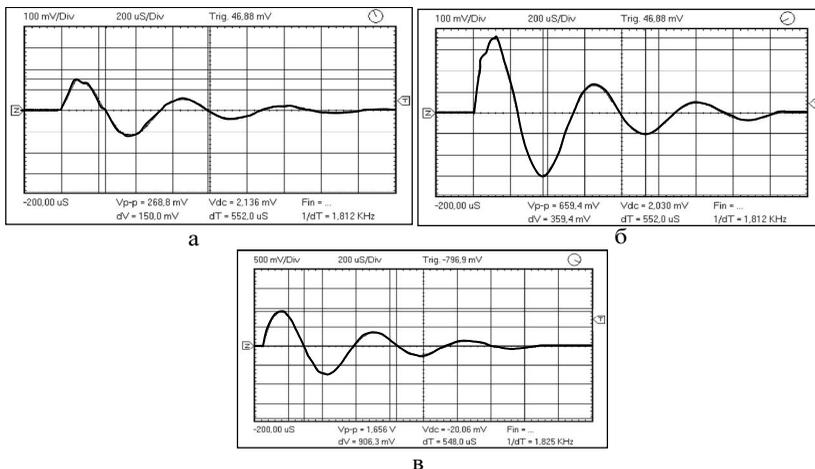


Рис. 2. Осциллограммы сигналов на этапе I.

Цель опыта – выяснить, влияют ли разрядные контура первой и второй группы конденсаторных батарей друг на друга. Выяснить, идентичность электротехнических характеристик параллельных ветвей разрядного контура (емкость, индуктивность, активное сопротивление, форма и частота разрядного тока).

Экспериментальные результаты – осциллограммы по первому этапу исследований представлены на рис. 2.

Таблица 1 – Экспериментальные данные

№ п/п	$U_{зар}$, В	C , мкФ	f , кГц	I_{m1} , А	Осциллограмма
1.	1000	1200	1,81	882	рис. 2,а
2.	1000	1200	1,81	2111	рис. 2,б
3.	1000	1200	1,82	5329	рис. 2,в

Результаты экспериментов сведены в табл.1, где $U_{зар}$ – напряжение

заряда емкостных накопителей, C – суммарная емкость конденсаторных батарей, f – частота импульса при разряде, I_{m1} – амплитудное значение первой полуволны разрядного тока на выходе МИУС-2.

Анализ результатов этапа I.

1. При разряде исследуемых групп конденсаторов в установке прослеживается их взаимное влияние друг на друга.

2. Характеристики разрядных токов (форма и частота) идентичны друг другу.

3. Амплитудные значения сигнала во второй группе конденсаторов, более чем в 2 раза меньше, чем значения в первой группе. Несоответствие амплитуд сигналов можно объясняется взаимным магнитным влиянием ветвей разрядного контура МИУ. Это обусловлено принятой схемной реализацией МИУ и ее нструктивным исполнением (анализ процесса магнитного влияния двух параллельных ветвей в исследуемом разрядном контуре МИУ будет приведен в последующих публикациях).

4. Амплитудные значения суммарного сигнала не соответствуют сумме амплитудных значений сигналов каждой из групп конденсаторов. Данное несоответствие, также объясняется взаимным магнитным влиянием ветвей разрядного контура МИУ.

5. Искажения в первой полуволне разрядного сигнала вызвано разбросом во времени включения тиристоров, что приводит к небольшой разности фаз между сигналами. Но вследствие электродинамических процессов (электродинамические силы стремятся уменьшить разность потенциалов, т.е. нивелировать те причины, которые их возбудили), асинхронность практически исчезает (фаза установления синхронности – до $\pi/2$). По достижению синхронности формы разрядных сигналов от двух групп конденсаторных батарей полностью совпадают. Следует подчеркнуть, что имеющий место разброс во времени включения разрядных тиристоров не оказывает существенного влияния на протекающие процессы в разрядном контуре установки (т.к. характерное время включения тиристора – это микросекунды, в то время как характерное время процессов в разрядном контуре – миллисекунды!).

Этап II. Условия опыта. Группы конденсаторов $C1$ и $C2$ имеют емкость по 600 мкФ. Конденсаторы заряжаются до напряжения 1000 В. Измерение сигнала проводилось с помощью индукционного датчика – пояса Роговского:

а) в разрядной ветви со второй группой конденсаторных батарей $C2$ при отключенном коммутаторе $K1$ (осциллограмма рис. 3, а) – дат-

чик *ПР2*;

б) в разрядной ветви с первой группы конденсаторов *C1* при отключенном коммутаторе *K2* (осциллограмма рис. 3, б) – датчик *ПР1*;

Цель опыта – выяснить соответствие (идентичность) электротехнических характеристик, как каждой из групп конденсаторных батарей *C1* и *C2*, так и блоков разрядных ключей (разрядных тиристоров *VS3* и *VS4* и диодов *VD5* и *VD6*).

Экспериментальные результаты – осциллограммы по второму этапу исследований представлены на рис. 3.

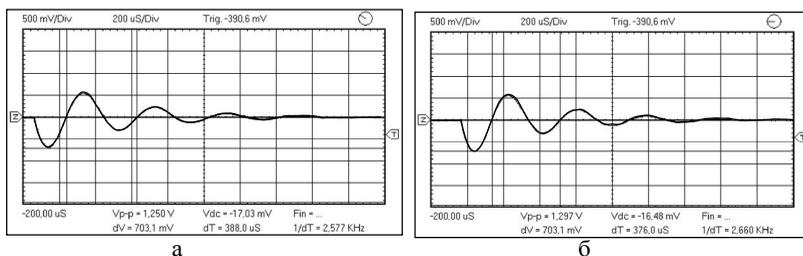


Рис. 3. Осциллограммы сигналов на этапе II.

Результаты экспериментальных данных сведены в табл. 2.

Таблица 2 – Экспериментальные данные

№ п/п	$U_{зар}$, В	C , мкФ	f , кГц	I_{m1} , А	Осциллограмма
1.	1000	600	2,557	4135	рис. 3,а
2.	1000	600	2,660	4135	рис. 3,б

Анализ результатов этапа II.

1. Все процессы, как при заряде, так и при разряде обеих групп конденсаторов, протекают идентично. Форма, частота и амплитудные значения разрядного токового сигнала в обеих группах конденсаторов совпадает. Это свидетельствует о том, что параллельные ветви в разрядном контуре установки обладают одинаковыми электротехническими характеристиками. Отклонение в частотах разрядного импульса несущественно: 2-я группа конденсаторов $f = 2,557$ кГц, 1-я группа конденсаторов $f = 2,66$ кГц. Как говорилось выше, при суперпозиции разрядных импульсов от рассматриваемых групп конденсаторов, происходит синхронизм разрядных импульсов тока (рис. 3).

2. При повышении зарядного напряжения на конденсаторах, наблюдается увеличение амплитудных значений токового импульса. При

$U_{\text{зар}} = 1000 \text{ В}$, $I_{m1} = 4135 \text{ А}$, а при $U_{\text{зар}} = 1500 \text{ В}$, $I_{m1} = 5694 \text{ А}$.

Этап III. Схема электрическая принципиальная установки с неразветвленным разрядным контуром представлена на рис. 4.

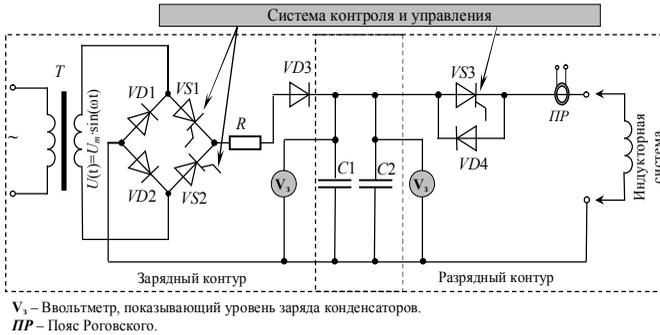


Рис. 4. Схема установки с неразветвленным разрядным контуром.

Условия опыта. Суммарная емкость группы конденсаторов $C1$ и $C2$ – 1200 мкФ. Конденсаторы заряжаются до напряжения 1500 В:

а) измерение сигнала в разрядной ветви с разветвленной цепью разрядного контура проводилось индукционным датчиком – поясом Роговского. Коммутаторы $K1$ и $K2$ – замкнуты (рис. 1), сигнал поступает с датчика $PP3$ (осциллограмма рис. 5, а);

б) измерение сигнала в разрядной ветви с неразветвленной цепью разрядного контура проводилось индукционным датчиком-поясом Роговского. (рис. 4), сигнал поступает с датчика PP (рис. 5, б).

Цель опыта – выяснить соответствие характеристик полученных сигналов в разрядном контуре при неразветвленной разрядной цепи (один разрядный тиристор) и при разветвленной разрядной цепи (два разрядных тиристора, включенные в параллельные ветви).

Экспериментальные результаты – осциллограммы по третьему этапу исследований представлены на рис. 5 и в табл. 3, где использованы обозначения: I_{m1} – амплитудное значение первой полуволны разрядного тока на выходе с МИУС-2; I_{m2} – амплитудное значение первой полуволны разрядного тока в индукторе; ΔI_1 потеря – разница в амплитудных значениях первой полуволны импульса разрядного тока разветвленной и неразветвленной цепи разрядного контура на выходе с МИУС-2; ΔI_2 потеря – разница в амплитудных значениях первой полуволны импульса разрядного тока разветвленной и неразветвленной цепи разрядного контура.

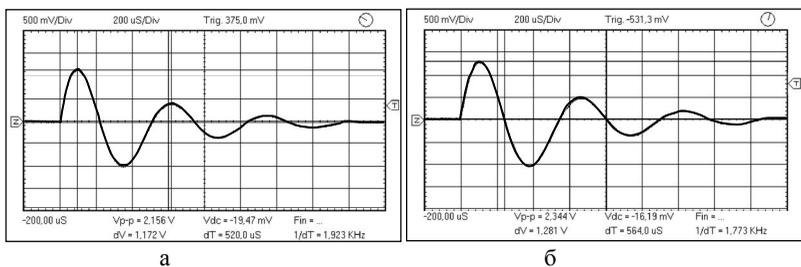


Рис. 5. Осциллограммы сигналов на этапе III.

Результаты экспериментальных исследований сведены в табл. 3.

Таблица 3 – Экспериментальные данные

Результаты № п/п	$U_{зар}$, В	C , мкФ	f , кГц	I_{m1} , А	ΔI_1 потерь, А, %	I_{m2} , А	ΔI_2 потерь, А, %	Осциллограмма
1.	1500	1200	1,923	6890	645 А или 8,5 %	34450	3225 А или 8,5 %	рис. 5,а
2.	1500	1200	1,773	7535		37675		рис. 5,б

Анализ результатов этапа III.

1. При увеличении емкости, как и ожидалось, происходит уменьшение частоты разрядного импульса и увеличение его амплитудных значений (рис. 3 и рис. 5).

2. При увеличении емкости до 1200 мкФ, амплитудное значение тока в разрядном импульсе имеет наибольшее значение, а частота импульса – наименьшее.

3. Сравнение осциллограмм рис. 5, а и рис. 5, б показывает, что при переходе к схеме с двумя разрядными цепями в разрядном контуре МИУС-2, наблюдаются потери в амплитудных значениях суммарного тока на выходе с установки, порядка $\sim 8,5\%$.

4. Коэффициент трансформации по току рассматриваемого согласующего устройства – импульсного трансформатора порядка ~ 5 . В соответствии с этим, можно определить амплитудное значение первой полуволны разрядного тока I_{m2} в витке индуктора по табл. 3.

Выводы. Проведенные экспериментальные исследования переходных процессов в разрядном контуре МИУС-2 показали:

1. Установка работает адекватно всех исследованных режимах.
2. Потери в амплитудных значениях токового импульса с раз-

ветвленной цепью разрядного контура составляют 8,5 % по сравнению с неразветвленной. Данное снижение эффективности может быть компенсировано, увеличением емкости конденсаторных батарей.

3. Причина наблюдаемых потерь, кроется в конструктивной и схемотехнической реализации МИУС-2. В данной конструктивной реализации наблюдается магнитная связь между параллельными ветвями в разрядном контуре, что и обуславливает снижение амплитудно-значения токового импульса и увеличение его частоты.

4. Деление разрядной цепи на две параллельные ветви с электронным ключом в каждой приводит к снижению значения разрядного тока протекающего по каждой из ветвей в два раза, что существенно снижает вероятность электрического пробоя разрядного тиристора и увеличивает надежность источника мощности, и значительно продляет его работоспособность.

5. Электротехнические характеристики в параллельных ветвях разрядного контура установки – идентичны. Наблюдается небольшой разброс во времени включения разрядных тиристоров, но это несоответствие не оказывает существенного влияния на протекающие процессы в разрядном контуре установки (т.к. время включения тиристора имеет порядок микросекунд, а протекающие процессы в разрядном контуре имеют порядок миллисекунд).

Список литературы: 1. *Гнатюв А.В.* Безконтактне магнітно-імпульсне рихтування автомобільних кузовів // Вісник "ТДТУ". – Тернопіль: ТДТУ. – 2010. – Т. 15, Вип. 2. – С. 164-171. 2. *Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатюв А.В.* Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Т. 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями. – Харьков: ХНАДУ. – 2009. – 240 с. 3. *Батыгин Ю.В., Воробьев В.В., Гнатюв А.В.* и др. Расчетные характеристики магнитно-импульсной установки для обработки металлов серий импульсов // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 12. – С. 86-95. 4. *Батыгин Ю.В., Гнатюв А.В., Гнатюва Щ.В.* и др. Переходной процесс при разряде емкостного накопителя в магнитно-импульсной установке // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 60. – С. 79-89. 5. Пат. України № 44933. Генератор багаторазових імпульсів струму для магнітно-імпульсної обробки металів // *Ю.В. Батыгин, О.Ю. Бондаренко, А.В. Гнатюв* и др. – Опубл. 26.10.2009. – Бюл. № 20. 6. Pat. U.S.A. No 2008/0163661. Dent removing method and device // *Al Meichtry et al.* Pub. Date:

Jul. 10, 2008. 7. *Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Сабокарь О.С.* и др. Влияние параметров зарядной цепи на ток в разрядном контуре магнитно-импульсной установки. Обработка экспериментальных исследований / Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 48. – С. 84-94.



Гнатов Андрей Викторович, доцент, кандидат технических наук. Защитил диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Харьковском военный университет по специальности вооружение и военная техника, соответственно в 1998, 2004 гг. Доцент кафедры "Автомобильная электроника" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета. Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.



Аргун Цясяна Валиковна. Защитила диплом инженера в Национальном техническом университете "ХПИ" по специальности метрология и измерительная техника в 2000 г. Аспирант кафедры "Автомобильная электроника" Харьковского национального автомобильно-дорожного университета. Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.



Чаплыгин Евгений Александрович. Кандидат технических наук. Защитил диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Национальном техническом университете "ХПИ" по специальности техника сильных электрических и магнитных полей, соответственно в 2003, 2009 гг. Доцент кафедры физики Харьковского национального автомобильно-дорожного университета. Основные направления научной деятельности: магнитно-импульсная обработка листовых металлов.



Дробинин Александр Михайлович. Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, студент 5-го курса кафедры "Автомобильная электроника"; 61002, г. Харьков, ул. Петровского, 25; тел: (057) 700-38-52

*Поступила в редколлегию 25.01.2012
Рецензент д.т.н., проф. Лушков В.С.*

В.М. ЗОЛОТАРЬОВ, докт. техн. наук, ЗАТ "Завод Південкабель",
Харьков

Т.Ю. АНТОНЕЦЬ, ЗАТ "Завод Південкабель", Харьков

Л.А. ЩЕБЕНЮК, канд. техн. наук., проф., НТУ "ХПИ", Харьков

ДО ВИЗНАЧЕННЯ ВТРАТ В МЕТАЛЕВИХ ЗАХИСНИХ ЕЛЕМЕНТАХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КАБЕЛІВ З ІЗ ЗШИТОЮ ПОЛІЕТИЛЕНОВОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ

The analysis of results of computations of losses in electrowire screens and metal plastic covers of power cables by 220 kV with the sewed polyethylene isolation is made.

Виконано аналіз результатів розрахунку витрат в електропровідних екранах і металопластикових оболонках силових кабелів напругою 220 кВ зі зшитою поліетиленовою ізоляцією.

Выполнен анализ результатов расчета потерь в электропроводящих экранах и металлопластиковых оболочках силовых кабелей напряжением 220 кВ со сшитой полиэтиленовой изоляцией.

Постановка проблеми. Кабелі на напругу 220 кВ із зшитою поліетиленовою ізоляцією є інноваційною продукцією вітчизняної кабельної техніки. Надійність і пропускна спроможність цих кабелів визначається процесами тепло і масообміну в кабелі. В практиці для визначення пропускної спроможності користуються, як правило, готовими таблицями, які є досить уніфіковані для цілих груп кабелів і стосуються номінальних умов експлуатації. Виникнення аварійних режимів в системах електропостачання, елементами яких є ці кабелі, зумовлює необхідність застосування достатньо великих площ перерізу електропровідних екранів. З іншого боку більша площа перерізу електропровідного екрану зумовлює і більшу вартість кабелю, і більші втрати в екранах, і, відповідно, додаткове нагрівання кабелю. Тому питання визначення витрат в електропровідних екранах і інших металевих захисних елементах конструкції нових кабелів на напругу 220 кВ із зшитою поліетиленовою ізоляцією є актуальним для забезпечення їх надійності і конкурентоспроможності.

Аналіз літератури. Пропускна спроможність силових кабелів визначається втратами в елементах конструкції і, відповідно, процесами

тепло і масообміну в кабелі в умовах експлуатації. Практично застосовні розрахункові моделі включають дуже велику кількість припущень і експериментально визначених оцінок конкретних параметрів моделі, які визначаються особливостями конструкції кабелю [1]. Рекомендація щодо доцільності прямого експериментального, чи опосередкованого через конструктивні особливості елементів кабелю, визначення параметрів моделі для розрахунку присутня практично в усіх міжнародних і відповідних національних стандартах серії 60287 [2]. Тому практичне визначення пропускної спроможності для інноваційної продукції за цією нормативною базою вимагає, перш за все, визначення втрат в елементах конструкції кабелю. Зокрема втрат в металевих захисних елементах, оскільки ці втрати є індукційними за своєю природою і тому пропорційними втратам в жилі. Отже їх величина безпосередньо обмежує пропускну спроможність кабелю.

Ціль роботи. Розробка розрахункових моделей для визначення втрат в металевих захисних елементах нових кабелів на напругу 220 кВ із зшитою поліетиленовою ізоляцією на основі використання універсальних нормативних моделей [2] і особливостей конструкції цих кабелів. Порівняння результатів розрахунків із відомими оцінками для традиційних конструкцій високовольтних кабелів.

Одержані результати. На рис. 1 наведені результати розрахунку за допомогою традиційних моделей (1) і (2) тенденцій змінювання коефіцієнтів втрат в мідних електропровідних екранах силових кабелів із поліетиленовою зшитою ізоляцією на напругу 220 кВ і площею перерізу мідної багатопроволочної жили 625 мм^2 . Прийнято, що кабелі прокладені в площині в повітрі за температури 25°C , за гранично допустимої температури жили 90°C .



Рис. 1. Залежності коефіцієнту втрат в електропровідному екрані (а) і тривало допустимого струму (б) від товщини ізоляції (для максимальної напруженості електричного поля від 7 кВ/мм до 12 кВ/мм): позначення **m** стосується середнього кабелю при прокладанні трьох одножильних в площині; практично застосовними для розглянутого кабелю є товщини ізоляції від 20 мм до 25 мм.

Оскільки максимальна напруженість електричного поля суттєво залежить від площі перерізу жили, а товщина ізоляції кабелів даного типу дещо відрізняється у різних виробників, розрахунок виконано у діапазоні значень напруженості від 7 кВ/мм до 12 кВ/мм. В традиційних моделях (1) і (2) для розрахунку коефіцієнтів втрат в металевих екранах чи оболонках, щонайменше два параметри, – опір жили R і опір екрану R_e суттєво залежать від розподілу температури в кабелі, а він, в свою чергу, залежить від товщини ізоляції і, відповідно пов'язаний із максимальною напруженістю електричного поля. Тому оцінка за (1) і (2) можлива лише при вирішенні системи рівнянь, яка включає електричні і теплові рівняння.

Така система рівнянь запропонована нами в [3]. В ній для розрахунків використано найпростіші моделі радіального електричного і теплового полів в однорідній ізоляції одножильного кабелю з багатопроволочною мідною жилою несементної конструкції з коефіцієнтом заповнення 0,95. Основні джерела тепла – жила з електричним опором змінному струму промислової частоти, ізоляція з тангенсом кута діелектричних втрат не більшим 0,1 %, мідний електропровідний екран сумарною товщиною 0,8 мм. Використані лінійні залежності від температури електричного опору провідників. Теплопровідність захисних покриттів та навколишнього середовища прийняті незмінними.

Таким чином, навіть в разі застосування гранично спрощених моделей визначення пропускної спроможності нових для вітчизняної кабельної техніки силових високовольтних кабелів із зшитю поліетиленовою ізоляцією, необхідне одночасне застосування моделей, які описують конструктивні, електричні, теплові та економічні параметри кабелю. Результати рішення моделі в [3] для різних значень максимальної напруженості електричного поля в ізоляції кабелю перерізом 625 мм² на напругу 220 кВ свідчать, що зменшення напруженості, наприклад, з 10 кВ/мм до 8 кВ/мм вимагає збільшення товщини ізоляції майже в півтори рази і при цьому на декілька відсотків зменшується пропускна спроможність кабелю. Причому пропускна спроможність зменшується нелінійно.

Коефіцієнти втрат в електропровідних екранах крайніх (λ) і середнього (λ_m) кабелів визначені такими формулами [2]:

$$\lambda = \frac{\rho(R_e\pi)^{-1}10^6}{[2(r+\Delta i+\Delta/2)-e]} \left[\frac{0,75P^2}{R_e^2+P^2} + \frac{0,25\left(P-\frac{X_m}{0,75}\right)^2}{R_e^2+\left(P-\frac{X_m}{0,75}\right)^2} + \frac{2\cdot 3^{-0,5}\left(P-\frac{X_m}{0,75}\right)R_eX_mP}{\left[R_e^2+\left(P-\frac{X_m}{0,75}\right)^2\right]\left(R_e^2+P^2\right)} \right]; \quad (1)$$

$$\lambda_m = \frac{\rho(R_e\pi)^{-1}10^6}{[2(r+\Delta i+\Delta/2)-e]} \frac{0,25\left(P-\frac{X_m}{0,75}\right)^2}{R_e^2+\left(P-\frac{X_m}{0,75}\right)^2}, \quad (2)$$

де R , R_e – активний електричний опір жили і опір екрану, відповідно; P , X_m – визначені такими формулами:

$$P = \frac{\mu_0}{2\pi} \omega \ln \left[\frac{2(r + \Delta i + \Delta)}{(r + \Delta i + \Delta/2)} \right] + X_m ; \quad X_m = \frac{\mu_0}{2\pi} \omega \ln 2 ,$$

r , e , Δi , Δ – конструктивні параметри, відповідно: радіус жили з напівпровідним екраном, товщина мідного екрану, товщина ізоляції, товщина захисних покриттів.

Результати, наведені на рис. 2, свідчать про те, що

– втрати в електропровідних екранах високовольтних кабелів із поліетиленовою зшитою ізоляцією, в принципі, можуть бути значними (до 50 % втрат у жилах і більше) і тому, по-перше, потрібне дослідження впливу всіх конструктивних, теплових і електричних параметрів, а також умов прокладання на відповідні коефіцієнти втрат; по друге, необхідна експериментальна перевірка прийнятності традиційних розрахункових моделей для визначення таких втрат;

– при прокладанні в площині втрати в електропровідних екранах крайніх кабелів суттєво більші за відповідні втрати в середньому кабелі; в принципі, такий результат є очікуваним, оскільки коефіцієнти взаємодукції для крайніх кабелів більші, але різниця між значеннями λ і λ_m в розглянутому прикладі настільки значна, що ставить задачу про оптимізацію взаємного розташування кабелів при прокладанні;

– тривало допустимий струм для крайніх кабелів суттєво більший, ніж для середнього, що свідчить про те, що умови відведення тепла від зовнішньої поверхні кабелю є вагомішими, ніж втрати в електропровідних екранах, для температурного режиму його роботи; різниця між значеннями I і I_m в розглянутому прикладі є суттєвою і зумовлює необхідність врахування режимів роботи конкретної системи електропостачання, елементом якої є (чи має бути) даний кабель.

Оскільки втрати в металевих елементах кабелю, що охоплюють жилу є пропорційними до втрат в жилі, то, наприклад, коефіцієнт втрат в металевій оболонці, – це відношення потужності втрат в оболонці до потужності втрат в жилі:

$$P_{об} = k_{об} P_{жс} = k_{об} I^2 R_{жс} , \quad (3)$$

і рівняння теплового балансу запишеться так:

$$\theta_{жс} - \theta_{oc} = I^2 P_{жс} S_{із} + 3 I^2 P_{жс} (1 + k_{об}) (S_{зн} + S_{oc}) , \quad (4)$$

де $k_{об}$ – коефіцієнт індукційних втрат в електропровідному екрані; I – струм у жилі кабелю, А; $R_{жс}$ – опір жили за температури $\theta_{жс}$.

Тоді допустимий струм навантаження:

$$I = \sqrt{\frac{\Theta_{ж} - \Theta_{ос}}{3R_{ж} \cdot \left[\frac{1}{3} S_{із} + (1 + k_{об}) (S_{зп} + S_{ос}) \right]}} \quad (5)$$

Очевидно те, що технічне рішення має прийматись з урахуванням електричної, теплової та економічної моделей, які складають систему. Вона дозволяє одночасно враховувати конструктивні, електричні, теплові і економічні параметри кабелю. Модель можна ускладнювати, залежно від необхідності врахування особливостей конструкції кабелю, умов його прокладання і економічних реалій конкретного виробника.

Результати розрахунків за такою моделлю, представленою в [3], наведено на рис. 2.

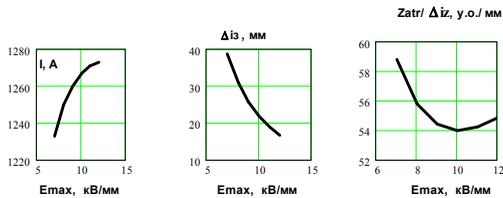


Рис. 2. Результати спільного рішення електричної, теплової і економічної моделей для різних значень максимальної напруженості електричного поля в ізоляції одножильного кабелю на напругу 220 кВ з площею перерізу жили 625 мм² і зшитою поліетиленою ізоляцією.

Те, що зменшення напруженості електричного поля за рахунок збільшення товщини ізоляції зумовлює збільшення витрат на матеріали, є тривіальним і впливає з моделі радіального електричного поля при змінному струмові. Досить виразний оптимум питомих витрат на матеріали в діапазоні товщини ізоляції від 9,5 мм до 10,5 мм (рис. 2, в). і відповідність цього діапазону тому факту, що при подальшому зменшенні товщини ізоляції практично не зростає пропускна спроможність кабелю (рис. 2, а) є важливим результатом саме спільного вирішення окремих відомих розрахункових моделей, які описують конструктивні, електричні, теплові та економічні параметри кабелю. Результати, наведені на рис. 2 одержані для такого ж кабелю, але прокладеного окремо і без врахування втрат в електропровідному екрані.

Такий підхід можна назвати методом використання багатовимірних моделей, які складаються з універсальних і уніфікованих розрахункових моделей процесів тепло і масообміну в високовольтних кабелях з пластмасовою ізоляцією для дослідження їх пропускної спроможності шляхом інтервального оцінювання параметрів моделей.

Таким чином, навіть в разі застосування відомих простих моделей для визначення пропускної спроможності нових для вітчизняної кабельної техніки силових високовольтних кабелів з пластмасовою ізоляцією, за одночасного застосування моделей, які описують конструктивні, електричні, теплові та економічні параметри кабелю, дозволяє аналізувати цілий спектр можливих технічних рішень щодо пропускної спроможності даного конкретного кабелю. При цьому застосування сучасної обчислювальної техніки і стандартного програмного забезпечення виключають проблеми виконання розрахунків.

З усіх застосованих спрощень при виборі моделі тільки несегментальна конструкція жили зменшує пропускну спроможність кабелю, але суттєво ускладнює його технологію виготовлення, що потребує окремого розгляду. Інші спрощення дають можливість аналізувати по суті "найкращий сценарій" щодо тенденцій змінювання споживчих властивостей кабелю.

Висновки. 1. Показано, що визначення втрат в електропровідному екрані силового високовольтного кабелю із зшитю поліетиленою ізоляцією можливе тільки з одночасним визначенням пропускної спроможності шляхом спільного вирішення моделей, які описують конструктивні, електричні, теплові та економічні параметри.

2. При прокладанні в площині втрати в електропровідних екранах крайніх кабелів суттєво більші за відповідні втрати в середньому кабелі; різниця між значеннями відповідних втрат настільки значна, що ставить задачу про оптимізацію взаємного розташування кабелів при прокладанні.

3. Тривало допустимий струм для крайніх кабелів суттєво більший, ніж для середнього, що зумовлює необхідність врахування режимів роботи конкретної системи електропостачання, елементом якої є (чи має бути) даний кабель.

Список літератури: 1. Силові кабелі низької та середньої напруги. Конструювання, технологія, якість: [підруч. для студ. вузів] / В.П.Карпушенко, Л.А.Щебенюк, Ю.О.Антонець, О.А.Науменко. – Харків: Регіон-інформ, 2000. – 376 с. 2. ДСТУ ІЕС 60287 – 1, 2, 3. Електричні кабелі. Розрахунок номінального струму. 3. Щебенюк Л.А., Антонець Т.Ю. До визначення пропускної спроможності високовольтних силових кабелів з пластмасовою ізоляцією // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 7. – С. 111-115.

*Надійшла до редколегії 21.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Гурін А.Г.*

О.Л. РЕЗИНКИН, канд. техн. наук, зав. каф., НТУ "ХПИ",
Харьков
С.В. ГОНЧАРЕНКО, студент, НТУ "ХПИ", Харьков

СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКОВ

The experimental stand intended for research of ferroelectric materials in pulse electric fields is developed. The stand allows to carry out research the test sample material induction dependence from electric field intensity at voltage of 1 to 20 kV and temperature of 20 to 150 °C.

Разработан экспериментальный стенд, предназначенный для исследования сегнетоэлектриков в сильных электрических полях. Стенд позволяет получить величину электрической индукции в исследуемом образце при воздействии импульсного электрического поля при напряжении от 1 до 20 кВ и диапазоне температур от 20 до 150°C.

Розроблено експериментальний стенд, призначений для дослідження сегнетоелектриків у сильних електричних полях. Стенд дозволяє визначити величину електричної індукції в середині зразку при дії імпульсного електричного поля при напрузі від 1 до 20 кВ в діапазоні від 20 до 150°C.

Введение. Сегнетоэлектрики – это вещества, обладающие большой диэлектрической проницаемостью, высоким пьезомодулем, наличием петли диэлектрического гистерезиса и поэтому широко используются во многих областях современной техники, в том числе и в импульсной высоковольтной технике.

Данные материалы применяются для изготовления малогабаритных конденсаторов, пьезоэлементов, нелинейных емкостных элементов, модуляторов лазерного излучения, параметрических генераторов и для создание нелинейных твердотельных волновых систем. Такие нелинейные волновые системы в которых, в качестве рабочего тела обострителя использовались сегнетоэлектрические материалы могут применяются в частности как основные элементы формирующих, преобразующих и генерирующих устройств. А преимуществом использования сегнетоэлектриков, в сравнении с ферритами и полупроводниками, является возможность создания передающих линий с более низким волновым и соответственно выходным сопротивлением. Следствием этого является возможность получения значительно больших токов в нагрузке [1].

Для образования ударных волн в формирующей линии, рабочая

среда должна обладать особыми свойствами, основными из которых являются: достаточно сильная нелинейная зависимость диэлектрической проницаемости от приложенного напряжения, низкие диэлектрические потери, малое время релаксации. Кроме того, такие материалы должны иметь высокую электрическую прочность. К сожалению, поведение сегнетоэлектриков в сильных электрических полях изучено слабо. Это связано с тем, что в сегнетоэлектрической фазе эти материалы имеют большие диэлектрические потери, что приводит к сильному их нагреву. Кроме того, для сегнетоэлектриков характерна сильная зависимость диэлектрической проницаемости от температуры. Поэтому для технологии синтеза сегнетоэлектрических материалов с заданными электрофизическими свойствами необходимо располагать методикой исследования их свойств, при разных значениях приложенного напряжения в широком диапазоне частот.

Цель работы – разработка методики исследования свойств сегнетоэлектриков в сильных импульсных электрических полях.

Экспериментальная установка. Для того чтобы понизить нагрев исследуемого диэлектрика и уменьшить среднюю мощность источника напряжения было предложено создать экспериментальный стенд, в котором используется импульсный режим работы [2].

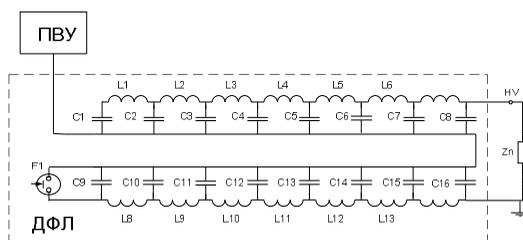


Рис. 1. Электрическая схема формирующей линии Блюмляйна ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство; ДФЛ – двойная формирующая линия; F1 – искровой разрядник; $L1-L14 = 0.19$ мкГн – индуктивность звена линии; $C1-C16 = 0.01$ мкФ – емкость звена линии; Z_n – комплексная нагрузка.

Для исследования импульсной поляризации образцов сегнетокерамики в сильных импульсных монотонно нарастающих электрических полях при длительности фронта составляющей десятки наносекунд разработан высоковольтный экспериментальный стенд. Монотонно нарастающее напряжение на образцах исследуемых нелинейных диэлектриков формировалось при помощи двойной формирующей

линии. Основное ее преимущество, которое проявляется при практической реализации генераторов на ее основе, – это равенство друг другу значений индуктивностей и емкостей ячеек, что существенно облегчает конструирование и изготовление линий [3].

Данная линия может заряжаться при помощи повысительно-выпрямительного устройства ПВУ до 20 кВ. Коммутация линии производится искровым разрядником F1, в котором искажения поля рабочего зазора осуществляется механическим перемещением вспомогательного электрода.

Расчет и подбор основных элементов данной искусственной линии производилась с помощью программы схемотехнического моделирования Micro-Cap 9 [4].

После сборки линии Блюмляйна полученный импульс напряжения на нагрузке зафиксировали при помощи осциллографа Tektronix TDS1012B с делителями-пробниками HP9258. Осциллограммы с нагрузки приведены на рис. 2.

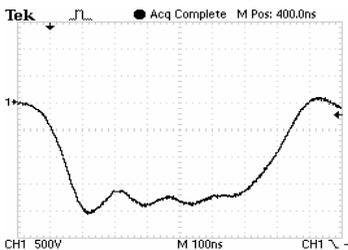


Рис. 2. Осциллограммы с нагрузки экспериментального стенда.

Из данной осциллограммы можно определить параметры полученного импульса зная, что 500В/дел по вертикальной оси и 100 нс/дел по горизонтальной оси, тогда: длительность фронта $\tau_f = 115$ нс; длительность спада $\tau_c = 240$ нс; длительность импульса $\tau = 700$ нс; при зарядном напряжении $U_z = 2$ кВ получили импульс амплитудой $U_a = 1,7$

кВ; волновое сопротивление линии $\rho_l = 8,7$ Ом.

Исследование зависимости электрической индукции D от напряженности электрического поля E проводилось при помощи схемы Сойера-Тауэра [5], переработанной для применения в импульсном режиме работы (рис. 3).

Использован осциллографический метод исследования параметров импульсной поляризации активных диэлектриков. Емкость линейного эталонного конденсатора C_m , выбирается намного большей, чем емкость исследуемого образца C_x . В этом случае напряжение на C_m , гораздо меньше, чем на C_x и, следовательно, напряжение на горизонтальной развертке осциллографа приблизительно равно напряжению на C_x , и пропорционально напряженности электрического поля в исследуемом нелинейном образце: $E = U_{cx}/d_a$, где d_a – толщина диэлектрика. Напряжение на вертикальной развертке равно напряжению на эталонной емкости, пропорциональному заряду на ее обкладках.

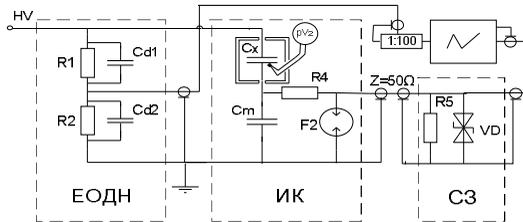


Рис. 3. Модифицированная схема Сойера – Тауэра: ЕОДН – емкостно-оммический делитель напряжения; ИК – маслонаполненная испытательная камера; СЗ – схема защиты; Сх – исследуемый образец; С_м – измерительный конденсатор; рV2 – измерительный прибор термопары; F2, R4, R5, VD2 – элементы схемы защиты, HV – высоковольтный ввод.

Поскольку заряды на обкладках C_m и C_x , равны (емкости C_m и C_x , включены последовательно), то это напряжение также пропорционально электрической индукции поля в исследуемом нелинейном образце ($D = C_m \cdot U_{cm} / S_s$, где S_s – эффективная площадь обкладок конденсатора.)

Напряженность электрического поля измеряется при помощи ЕОДН (емкостно-омического делителя напряжения), который подключается параллельно к схеме Сойера-Тауэра и снимает напряжение с высоковольтного ввода, подходящего к образцу. Данный делитель напряжения ДН представляет собой двухступенчатый смешанный ДН с параллельным соединением элементов без учета индуктивностей и распределенных емкостей относительно земли.

Омическая часть ЕОДН состоит из последовательно соединенных сопротивлений R_1 и R_2 , причем сопротивление $R_2 = 0,065$ Ом значительно меньше, чем $R_1 = 2,2$ Ом. Под коэффициентом деления понимают отношение воздействующего на делитель напряжения $u_1(t)$ к напряжению, снимаемому с R_2 напряжения $u_2(t)$:

$$k = u_1(t)/u_2(t) = (R_1 + R_2)/R_2.$$

В нашем случае коэффициент деления $k = 33$.

Емкости C_{d1} выбираем 40 пФ чтобы паразитная емкость высоковольтного плеча не влияла на форму импульса, тогда емкость плеча низкого напряжения C_{d2} выбираем исходя из условия $C_{d1}R_1 = C_{d2}R_2$ получаем 1,6 нФ.

Для защиты измерительных приборов в случае пробоя образца была разработана схема защиты СЗ. Схема защиты состоит из дополнительного омического делителя R4-R5, разрядника F2, который срабатывает при достижении на нем 90 вольт и супрессора VD который

открывается при 10 вольтах.

Методика исследований. Для исследования зависимости диэлектрической проницаемости в сегнетоэлектрике от температуры, исследуемый образец помещается в камеру с нагревательным устройством НУ. При помощи термопары рV2 контролируется температура образца. С точки зрения исследований в области создания нелинейных волновых систем основной интерес представляет изучение свойств диэлектриков вблизи и непосредственно за температурой фазового перехода, соответствующего превращению структуры твердого тела из сегнетоэлектрической фазы в параэлектрическую. При этом еще наблюдается сильная нелинейность диэлектрической проницаемости при сравнительно низких диэлектрических потерях. Такие свойства сегнетоэлектриков наблюдаются в довольно узком температурном диапазоне. Поэтому нагревательное устройство должно обеспечивать возможность поддерживать температуру всего объема образца с точностью не ниже $\pm 2^\circ$.

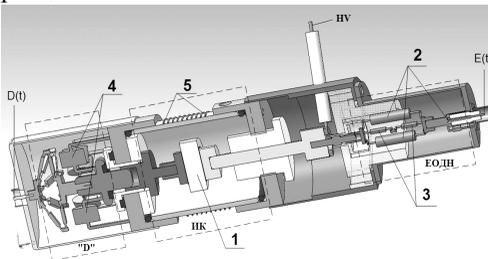


Рис. 4 Измерительный узел: ЕОДН – емкостно-омический делитель напряжения; ИК – маслonaполненная измерительная камера; "D" – регистратор электрической индукции; HV – высоковольтный ввод; 1 – исследуемый образец; 2, 3 – конденсаторы и резисторы ЕОДН; 4 – измерительные конденсаторы для регистрации $D(t)$; 5 – нагревательный элемент.

Разработанный измерительный узел (рис. 4) объединил импульсный емкостно-омический делитель напряжения ЕОДН, маслonaполненную камеру для исследуемого образца ИК, измерительные конденсаторы для осциллографирования электрической индукции "D", систему защиты осциллографа при пробое образца и систему термостатирования.

Данный измерительный узел полностью экранирован и представляет собой герметичную коаксиальную систему, что позволяет уменьшить влияние помех и снизить паразитные индуктивности отдельных элементов. Также измерительный узел оснащен коаксиальными выводами для регистрации "E" и "D". Синхронная регистрация напряжений пропорциональных E и D проводилась двухканальным осциллографом Tektronix TDS 1012B. Регистрируемые сигналы записывались в виде текстовых файлов, пригодных для обра-

ботки редактора электронных таблиц Microsoft Excel. В результате численной обработки сигналов, зарегистрированных цифровым осциллографом можно получить зависимости электрической индукции, а также нормальной и дифференциальной проницаемости от напряженности приложенного поля для исследуемого диэлектрика.

Для тестирования представленного измерительного узла была проведена синхронная регистрация сигналов на его выходных разъемах $D(t)$ и $E(t)$ при установленном образце линейного диэлектрика (рис. 5).

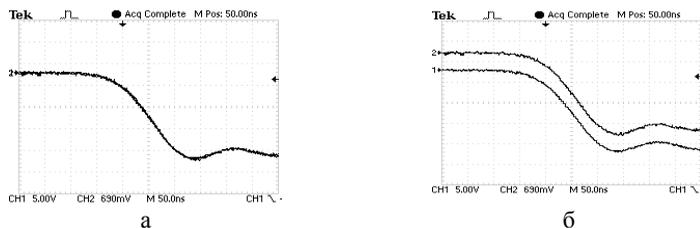


Рис. 5. Результаты тестового эксперимента: а – на выходе с импульсного делителя; б – на выходе с схемы Сойера-Тауера.

Расхождение формы полученных в тестовом эксперименте осциллограмм не превысило погрешности осциллографа.

Выводы. Анализируя современное состояние экспериментальных методов исследования нелинейных диэлектриков, а также результаты предварительных экспериментов, можно сделать вывод, что данная схема может быть широко использована для исследования сегнетоэлектриков в импульсных электрических полях в широком диапазоне температур и при различных скоростях нарастания напряжения на образце.

Список литературы: 1. Кремнев В.К., Месяц Г.А. Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике. – М.: Наука, 1987. 2. Резинкин О.Л., Лисачук Г.В., Вытришко В.В. Использование нелинейности электрофизических свойств сегнетокерамики для генерирования мощных ударных электромагнитных волн // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – 2005. – Ч. 4. – С. 100-103. 3. Бренштейн Э.А., Рудяченко Н.К. Импульсные радиопередающие устройства. – М.: Госэнергоиздат, 1963. 4. Резевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. 5. Sawyer C.B., Tower C. N. Phys. Rev. – 1930. – Vol. 35. – P. 269.

Поступила в редколлегию 15.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Рудаков В.В.

УДК 62-83-52

Л.В. АКИМОВ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков
К.О. ВИШНЕВЕЦКИЙ, студент, НТУ "ХПИ", Харьков
Е.О. ВИШНЕВЕЦКИЙ, студент, НТУ "ХПИ", Харьков

**ПОЛИНОМИАЛЬНЫЙ МЕТОД СИНТЕЗА
ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С
ДВУХМАССОВОЙ МЕХАНИЧЕСКОЙ ЧАСТЬЮ И
ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Technique of designing of AC drive systems with static and astatic speed control are proposed based model of two-mass mechanical object with vector control. Synthesis of these speed regulators is resulted using standard Butterworth polynomials. Transient processes in different operation modes of the AC drive are analyzed.

Рассмотрена методика создания статической и астатической системы регулирования скорости электропривода переменного тока с двухмассовой механической частью с векторным управлением. Синтез регуляторов скорости выполнен с использованием стандартного полинома Баттерворта. Получены переходные процессы при различных режимах работы электропривода.

Розглянуто методику створення статичної та астатичної системи регулювання швидкості електроприводу змінного струму з двомасовою механічною частиною з векторним керуванням. Синтез регуляторів швидкості здійснено з використанням стандартного поліному Баттерворту. Отримано перехідні процеси при різних режимах роботи електроприводу.

Вступление. В данной работе рассматривается двухмассовая электромеханическая система на базе спирально-винтового транспортера (СВТ). Возможны следующие типы электроприводов (ЭП) спирально-винтового транспортера: 1 – постоянного тока тиристорный преобразователь-двигатель (ТП-Д); 2 – тиристорный регулятор напряжения-асинхронный двигатель (ТРН-АД); 3 – преобразователь частоты – асинхронный двигатель (ПЧ-АД) с векторным управлением.

Существуют следующие способы синтеза статических и астатических регуляторов в системах управления: классический метод последовательной коррекции (СПР), создание систем модального управления и полиномиальный метод. Эти методы имеют свои преимущества и недостатки. Так, метод создания модального регулятора является сложным и

чие в ней традиционно настроенного на модульный оптимум контура тока с регулятором тока (РТ) и использованием обратной связи по скорости первой массы ω_1 .

Была разработана методика синтеза полиномиальным методом статического регулятора скорости и дальнейшее построение на его основе методом СПР астатического регулятора скорости. В результате получены уравнение синтеза в развернутой форме слагаемых по мере убывания степени p вида

$$\frac{n_2}{\omega_{12}^2} p^5 + \frac{n_1 \gamma}{\omega_{12}^2} p^4 + \left(\frac{m_1 \gamma}{\omega_{12}^2} + \frac{n_0}{\omega_{12}^2} + n_2 \right) p^3 + \left(\frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} + n_1 \right) p^2 + (m_1 + n_0) p + m_0 = \quad (1)$$

$$\alpha_5 T^5 p^5 + \alpha_4 T^4 p^4 + \alpha_3 T^3 p^3 + \alpha_2 T^2 p^2 + \alpha_1 T p + \alpha_0,$$

где $\alpha_0=1$; $\alpha_1=3,24$; $\alpha_2=5,24$; $\alpha_3=5,24$; $\alpha_4=3,24$; $\alpha_5=1$ – коэффициенты фильтра Баттерворта пятого порядка. Коэффициенты m_{i-1} и n_{j-1} имеют следующие значения:

$$n_2 = \frac{\alpha_5 \omega_{12}^2}{\omega_0^5}; \quad n_1 = \frac{\alpha_4 \omega_{12}^2}{\omega_0^4};$$

$$m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} - n_0; \quad m_0 = \alpha_0; \quad n_0 = \frac{1}{\gamma - 1} \left(\frac{\alpha_1 \gamma}{\omega_0} - \frac{\alpha_3 \omega_{12}^2}{\omega_0^3} + \frac{\omega_{12}^4}{\omega_0^5} \right). \quad (2)$$

Из равенства сомножителей (1) при p^2 получено уравнение:

$$\left(\frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} + n_1 \right) = \alpha_2 T_0^2, \quad (3)$$

решением которого найдена величина среднегеометрического корня системы $\omega_0=1/T_0$. В итоге передаточная функция синтезируемого статического РС пониженного на единицу порядка определяется как

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC} (2T_\mu p + 1)(T_1 p + 1)}{(T_2^2 p^2 + T_3 p + 1)}, \quad (4)$$

где $K_{PC}=m_0/K_0 n_0=m_0 K_T J_S / 1,5 Z_p K_r \psi_{r0} K_{ДС} n_0$; $T_1=m_1/m_0$; $T_2^2=n_2/n_0$; $T_3=n_1/n_0$.

Для математического моделирования системы векторного управления используются структуры, показанные на рис. 2. Взяты параметры АД типа 4А90Л4У3. В результате расчетов для полной двухканальной структуры частотно-регулируемого асинхронного ЭП, показанной на рис. 2 а,б, получено: $K_r=0,94$; $Z_p=4$; $T_{sr}=0,0042$, с; $R_{sr}=8,23$, Ом; $T_r=0,117$, с; $L_s=0,373$, Гн; $L_m=0,36$, Гн; $\sigma=0,092$. При $U_{3с} = U_{3п}=10В$ учтем, что $K_T=1$, В/А; $K_{ДС}=0,06369$, Вс; $K_{П}=5,328$, В/Вб; $K_{Пч}=38$; $T_\mu=0,002$, с; $\psi_{r0}=0,6755$. В приведенной на рисунке структурной схеме передаточные функции ПИ регуляторов тока и потока имеют численные значения:

$$W_{PT1}(p) = W_{PT1}(p) = \frac{0,227(0,0042p + 1)}{0,0042p}; \quad W_{PII}(p) = \frac{2,74(0,117p + 1)}{0,117p}. \quad (5)$$

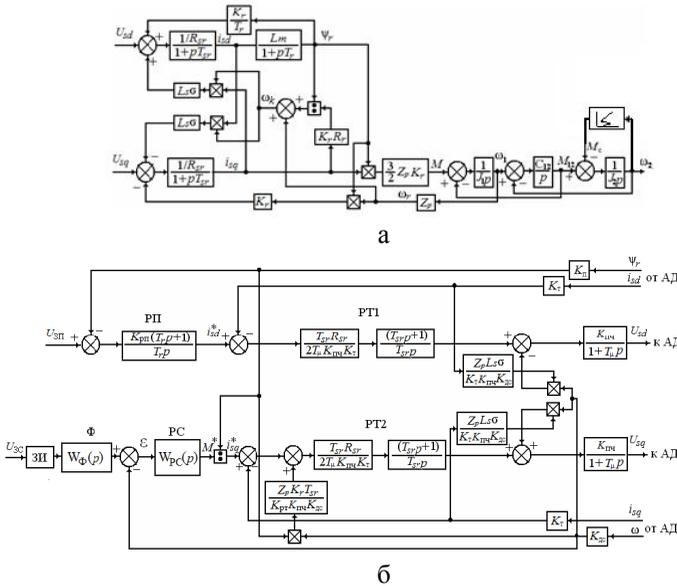


Рис. 2. Структурная схема АД с КЗ ротором во вращающейся системе координат ориентированной по потоку сцепления ротора – а и система его векторного управления с компенсацией перекрестных обратных связей – б.

Синтезированный по традиционной методике СПР ПИ-РС и фильтр Ф, представляется, как:

$$W_{PC}(p) = \frac{JK_T(8T_\mu p + 1)}{48\psi_{r0}T^2_{\mu}Z_p K_{ДС}K_r p} = \frac{0,0266(0,016p + 1)}{(15,5 \cdot 10^{-6} p)};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(8T_\mu p + 1)} = \frac{1}{(0,0016p + 1)}.$$

Переходные процессы в системе с РС (б) показаны на рис. 3. Представленные процессы подтверждают возникновение автоколебаний скорости при работе электропривода ПЧ-АД на падающем участке механической характеристики нагрузки. Установлено что кинематическая схема рассматриваемого СВТ представляется в виде двухмассовой системы с широким диапазоном изменения жесткости упругой связ-

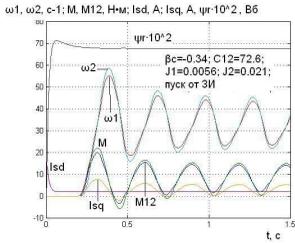


Рис. 3. Динамические характеристики асинхронного ЭП с традиционным ПИ-РС.

значение передаточной функции статического РС и фильтра Ф на входе системы:

$$W_{PC}(p) = \frac{1,51(0,0004p + 1)(0,051p + 1)}{(0,0012p^2 + 0,0747p + 1)}; W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(0,051p + 1)}. \quad (7)$$

На рис. 4 показаны переходные процессы системы векторного управления с синтезированным полиномиальным методом статическим РС при различных значениях C_{12} , J_2 , а следовательно γ .

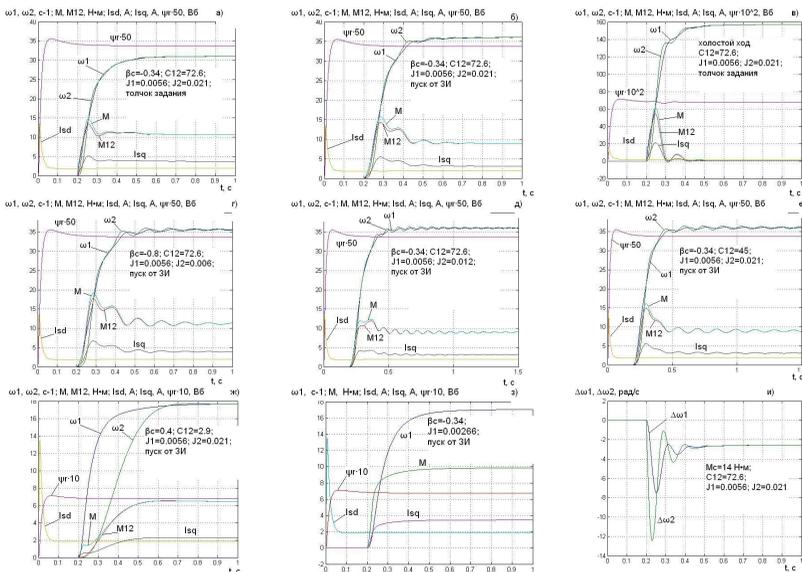


Рис. 4. Переходные процессы в системе с синтезированным статическим РС.

зи $2,9 \leq C_{12} \leq 72,6$ Н-м/рад, момента инерции второй массы $0,0021 \leq J_2 \leq 0,021$ кгм², коэффициента соотношения масс $1,1 \leq \gamma \leq 4,75$ и частоты упругих колебаний $30 \leq \Omega_{12} \leq 130$ с⁻¹. Зададимся $\gamma=2$ и выберем $\omega_0=19,36$ с⁻¹, тогда по зависимостям (2) рассчитаны коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$ РС(4): $n_2=0,000138$, с³; $n_1=0,0086$, с²; $n_0=0,116$, с; $m_1=0,051$, с; $m_0=1$; $T_1=0,051$, с; $T_2^2=0,001189$, с; $T_3=0,074$, с. Эти параметры определяют

Из представленных процессов видно, что, несмотря на то, что рабочая точка находится на падающем участке механической характеристики нагрузки, благодаря синтезированному полиномиальным методом статическому РС система становится статически устойчивой. На рис. 4,д показана возможность изменения значения момента инерции второй массы более чем в 2 раза. Возможность изменения значения жесткости упругой связи до величины $C_{12}=45$ Н·м/рад демонстрирует рис. 4,е. Система подчиненного регулирования скорости с РС (7) имеет первый порядок астатизма по управлению и нулевой порядок – по возмущению. Наличие статической ошибки в системе демонстрирует рис. 4,и.

Согласно методу СПР введем интегральную часть в синтезированный полиномиальным методом статический РС (7) с эквивалентной постоянной времени $T_0=1/\omega_0$. Получим передаточную функцию астатического РС и фильтра на входе системы вида:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_1p+1)}{(T_2^2p^2+T_3p+1)} \cdot \frac{(4T_0p+1)}{4T_0p}; W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_1p+1)} \cdot \frac{1}{(4T_0p+1)}. \quad (8)$$

На рис. 5 показаны переходные процессы в системе с синтезированным астатическим РС при различных режимах работы.

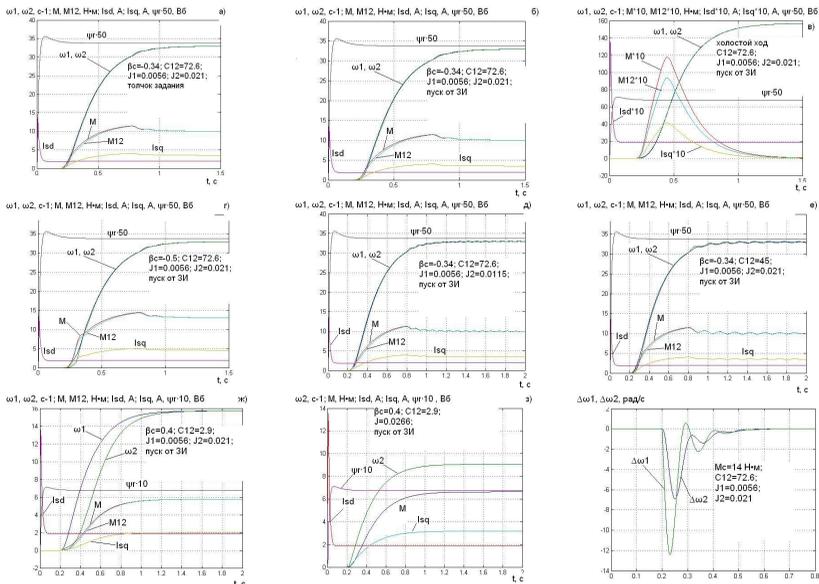


Рис. 5. Переходные процессы в системе с синтезированным астатическим РС (18).

На рис. 5,и видно появление астатизма по возмущающему воздействию. Статическая ошибка по скорости равна нулю. Возможность изменения значения момента инерции второй массы показывает рис. 5,д. Возможность изменения значения жесткости упругой связи ($C_{12}=45 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$) демонстрирует рис. 5,е.

Выводы.

1. Для подавления упругих колебаний и автоколебательных режимов в двухмассовых электроприводах с нелинейной нагрузкой при использовании асинхронного частотно-регулируемого электропривода с векторным управлением предложено использовать полиномиальный метод синтеза регулятора.

2. На основе полиномиального метода синтезированы статический и астатический регуляторы скорости, способствующие созданию однократно- и двукратноинтегрирующих систем.

3. Показана работоспособность системы с указанными выше изменениями момента инерции второй массы, коэффициента соотношения масс, жесткости упругой связи.

Список литературы: 1. *Гевко Б.М., Рогатынский Р.М.* Винтовые подающие механизмы сельскохозяйственных машин. – Львов: Вища школа, 1989. – 175 с. 2. *Резник Е.* Исследование процесса перемещения сыпучих кормов спирально-винтовыми транспортерами. Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.20.01 / ВИМ и ВИЭСХ. – М.: 1970. – 33 с. 3. *Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков В.В.* и др. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой // Под общей редакцией В.Б. Клепикова. – Харьков: НТУ "ХПИ", Запорожье: ЗНТУ, 2002. – 160 с. 4. *Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г., Вакуленко А.А.* Улучшение динамики астатической системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с постоянной нагрузкой // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – К.: Техніка. – 2011. – № 3 (79). – С. 92-97.



Акимов Леонид Владимирович, доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" НТУ "Харьковский политехнический институт. В 1961 году окончил с отличием кафедру "Электрификация промышленных предприятий" Харьковского политехнического института (ХПИ). В 1970 году защитил кандидатскую диссертацию в Украинском заочном политехническом институте (УЗПИ) г. Харькова. В 1989 году защитил в Московском энергетическом институте (МЭИ) докторскую диссертацию и в 1990 году получил ученое звание профессор. Является отличником высшей школы, изобретателем СССР, награжден медалями ВДНХ СССР за выполненные разработки промышленных электроприводов. Неизменной с 1956 года областью инженерных и научных интересов является электропривод. За период производственной и научной деятельности опубликовал 7 монографий и более 250 научных статей, имеет 7 авторских свидетельств. Подготовил 14 кандидатов технических наук.



Вишневецкий Константин Олегович, студент-магистр кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" НТУ "Харьковский политехнический институт". В 2010 году приобрел квалификацию бакалавра электромеханики и получил диплом с отличием.

Областью научных и инженерных интересов являются автоматизация электромеханических систем и электропривод.



Вишневецкий Евгений Олегович, студент-магистр кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" НТУ "Харьковский политехнический институт". В 2010 году приобрел квалификацию бакалавра электромеханики и получил диплом с отличием.

Областью научных и инженерных интересов является электропривод и САПР.

*Поступила в редколлегию 31.01.2012
Рецензент д.т.н., проф. Клепиков В.Б.*

Л.В. АКИМОВ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков
Д.Г. ЛИТВИНЕНКО, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

**СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПО КРИТЕРИЮ
МАКСИМАЛЬНОЙ ДОБРОТНОСТИ И УСТОЙЧИВОСТИ
СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ
АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ОБРАТНОЙ
СВЯЗЬЮ ПО СКОРОСТИ МЕХАНИЗМА**

Technique of designing of astatic speed regulation system with vector control are resulted for the AC asynchronous electric drive. The technique realized a complex approach to optimization of frequency-regulated drives as two-mass mechanical unit included an independent voltage inverter.

Рассмотрена методика создания астатической системы регулирования скорости для двухмассового асинхронного электропривода переменного тока с векторным управлением. Реализован комплексный подход к проблеме оптимизации частотно-регулируемых на базе автономного инвертора напряжения электроприводов с двухмассовой механической частью и постоянным моментом сопротивления.

Розглянута методика створення астатичної системи регулювання швидкості для двохмасового асинхронного електроприводу змінного струму з векторним управлінням. Реалізований комплексний підхід до проблеми оптимізації частотно-регульованих на базі автономного інвертора напруги електроприводів з двохмасовою механічною частиною і постійним моментом опору.

Введение. Во многих исследованиях двухмассовых электромеханических систем [1-4] для получения необходимого качества переходных процессов используется обратная связь по скорости двигателя. Данный вариант построения системы регулирования скорости был рассмотрен авторами в работе [5]. С помощью комплексного использования методов полиномиальных уравнений [6] и диаграмм качества управления (ДКУ) [7] выполнен поиск наилучших динамических характеристик астатической системы регулирования скорости для двухмассового асинхронного электропривода (ЭП) переменного тока с векторным управлением по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) при $M_c = \text{const}$. Вместе с тем, существуют такие объекты управления, для которых возможно замыкание системы обратной связью по скорости механизма. Например, фрезерно-расточной, продольно-фрезерный и другие станки, где преобразовате-

лем вращательного движения в поступательное служит передаточное устройство типа винт-гайка, шестерня-рейка, а датчиком перемещений является линейный индуктосин, импульсные сигналы которого используются для создания обратных связей по скорости и положению механизмов бабки и суппортов. Отметим также механизм поворота радиолокационной станции, где инкрементный датчик угла поворота может быть установлен на оси опорно-поворотного устройства антенны, при этом для получения сигнала скорости может использоваться асимптотический дифференциатор.

Таким образом, представляется необходимым проведение исследований по улучшению динамики системы векторного управления асинхронным электроприводом с обратной связью по скорости механизма.

Постановка задач исследования. Целью данной работы является сравнительный анализ эффективности комплексного использования методов полиномиальных уравнений и ДКУ для улучшения динамических характеристик системы векторного управления с вариантами замыкания обратной связи по скорости механизма или двигателя.

Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

- синтез полиномиальным методом *статического регулятора скорости* (РС) полного и пониженного порядка векторно-управляемого асинхронного ЭП и дальнейшее построение на его основе методом систем подчиненного регулирования астатического регулятора;

- оптимизация исследуемой системы методом диаграмм качества управления по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости;

- проведение сравнительного анализа переходных процессов в синтезированной полиномиальным методом и оптимизированной системах с полной двухканальной структурой асинхронного ЭП;

- оценка эффективности использования комплексного подхода для улучшения динамических характеристик в двухмассовых системах с обратной связью по скорости механизма и скорости двигателя.

Материалы исследования. Рассмотрим систему векторного управления асинхронным электроприводом рис. 1 с двухмассовой механической частью, замкнутую по скорости второй массы.

Примем следующие допущения:

- при синтезе РС влияние ЭДС двигателя можно не учитывать благодаря применению компенсирующей связи вида

$$W_{\text{к.о.с.(Е)}}(p) = \frac{T_{\text{sr}} Z_p K_r}{K_{\text{рт}} K_{\text{пч}} K_{\text{дс}}}; \quad (1)$$

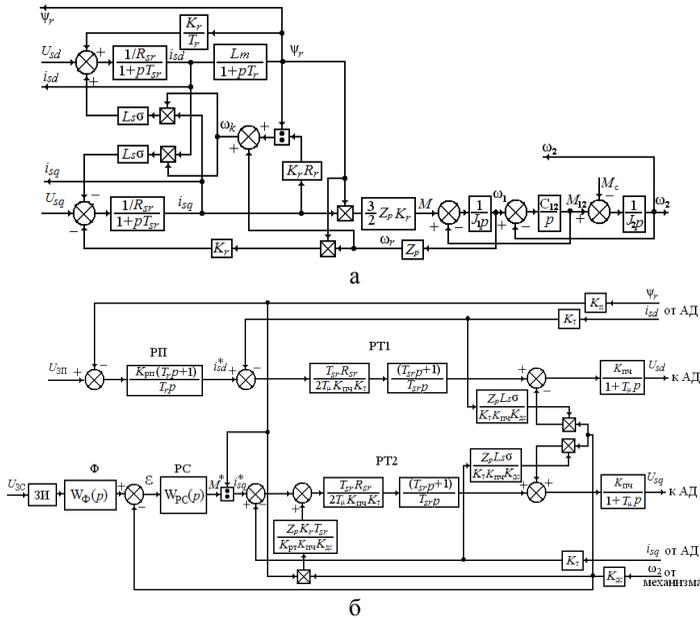


Рис. 1. Структурная схема АД с кз ротором во вращающейся системе координат, ориентированной по потокоцеплению ротора – а и система его векторного управления с компенсацией перекрестных обратных связей – б.

– передаточная функция замкнутого контура тока с регулятором РТ равна

$$W_{\text{КТ}}(p) = \frac{1/K_T}{(2T_\mu p + 1)}; \quad (2)$$

– конструкция механизма позволяет измерять скорость ω_2 .

С учетом указанных выше допущений запишем передаточную функцию объекта в контуре регулирования скорости:

$$W_{\text{Об}}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_O}{p(2T_\mu p + 1)(p^2/\omega_{12}^2 + 1)}; \quad (3)$$

$$K_O = (1,5Z_p K_r \psi_{r0} K_{\text{ДС}}) / (J_\Sigma K_T), \quad (4)$$

где K_O – коэффициент усиления объекта; K_T – коэффициент датчика тока; Z_p – число пар полюсов; K_r – коэффициент связи ротора; ψ_{r0} – потокоцепление ротора; $K_{\text{ДС}}$ – коэффициент датчика скорости; $J_\Sigma = J_1 + J_2$ – суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции привода; T_μ – малая

постоянная времени контура тока; $\omega_{12} = \sqrt{C_{12}\gamma/J_2}$ – резонансная частота упругих колебаний; C_{12} – жесткость упругой механической части; $\gamma = (J_1+J_2)/J_1$ – параметр, характеризующий соотношения масс.

Представим полиномы (3) числителя $P(p)$ и знаменателя $Q(p)$ в виде компенсируемых регулятором $P_{\kappa+}(p)$, $Q_{\kappa+}(p)$, некомпенсируемых по желанию $P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$, и не подлежащих компенсации из-за нарушения условия грубости $P_{-}(p)$, $Q_{-}(p)$ полиномов и определим их степени, обозначаемые в виде $| \cdot |$. Тогда, с учетом $s = 0, 1, 2$ – количество полюсов объекта в точке $p = 0$, получим:

$$Q_{\kappa+}(p)=(2T_{\mu}p+1); P_{\kappa+}(p)=1; P_{n+}(p)=1; Q_{n+}(p)=1; P_{-}(p)=1; Q_{-}(p)=\frac{1}{\omega_{12}^2} p^2 + 1;$$

$$s=1; |P_{\kappa+}|=0; |P_{n+}|=0; |P_{-}|=0; |P|=0; |Q_{\kappa+}|=1; |Q_{n+}|=0; |Q_{-}|=2; |Q|=4.$$

Зададимся желаемым порядком астатизма замкнутой системы регулирования скорости $v=1$ и запишем на основании метода полиномиальных уравнений передаточную функцию статического РС полного и пониженного порядка в виде:

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{Q_{\kappa+}(p)M(p)}{K_0 P_{\kappa+}(p)N(p)p^{v-s}}; \quad (5)$$

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{Q_{\kappa+}(p)\tilde{M}(p)}{K_0 P_{\kappa+}(p)\tilde{N}(p)p^{v-s}}, \quad (6)$$

где $M(p)$, $N(p)$, $\tilde{M}(p)$, $\tilde{N}(p)$ – неизвестные полиномы полного и пониженного порядка, соответственно представляемые как:

$$M(p) = m_i p^i + m_{i-1} p^{i-1} + \dots + m_1 p + m_0;$$

$$N(p) = n_j p^j + n_{j-1} p^{j-1} + \dots + n_1 p + n_0; \quad (7)$$

$$\tilde{M}(p) = \tilde{m}_{i-1} p^{i-1} + \dots + \tilde{m}_1 p + \tilde{m}_0; \quad \tilde{N}(p) = \tilde{n}_{j-1} p^{j-1} + \dots + \tilde{n}_1 p + \tilde{n}_0. \quad (8)$$

Для степени полиномов $M(p)$, $N(p)$, и характеристического полинома замкнутой системы $G(p)$ будем иметь:

$$|M|=|Q_{-}|+|Q_{n+}|+v-1=2+0+1-1=2; |N|=|Q_{-}|+|P_{\kappa+}|+1=4+0-1=3;$$

$$|G|=|M|+|N|+1=2+3+1=6,$$

что определяет: $M(p)=m_2 p^2+m_1 p+m_0$; $N(p)=n_3 p^3+n_2 p^2+n_1 p+n_0$, а также $G(p)$, который задается исходя из условия обеспечения желаемого переходного процесса, в частности, отвечающий одному из известных стандартных распределений или их видоизменений. Степени по-

линомов $\tilde{M}(p)$, $\tilde{N}(p)$ и $\tilde{G}(p)$ для синтеза статического РС пониженного порядка будут на единицу меньше, а именно:

$$|\tilde{M}|=1; |\tilde{N}|=2; |\tilde{G}|=5; \tilde{M}(p)=\tilde{m}_1 p + \tilde{m}_0 \text{ и } \tilde{N}(p)=\tilde{n}_2 p^2 + \tilde{n}_1 p + \tilde{n}_0.$$

Полиномиальное уравнение синтеза имеет вид

$$M(p)P_-(p)P_{n_+}(p) + N(p)Q_-(p)Q_{n_+}(p) \cdot p^v = G(p) \quad (9)$$

и в развернутой форме слагаемых по мере убывания степени p для случаев синтеза РС полного и пониженного порядка представляется как

$$\begin{aligned} & \frac{n_3}{\omega_{12}^2} p^6 + \frac{n_2}{\omega_{12}^2} p^5 + \left(\frac{n_1 \gamma}{\omega_{12}^2} + n_3 \right) p^4 + \left(\frac{n_0}{\omega_{12}^2} + n_2 \right) p^3 + (m_2 + n_1) p^2 + \dots \\ & \dots + (m_1 + n_0) p + m_0 = \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \dots \\ & \dots + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\tilde{n}_2}{\omega_{12}^2} p^5 + \frac{\tilde{n}_1}{\omega_{12}^2} p^4 + \left(\frac{\tilde{n}_0}{\omega_{12}^2} + \tilde{n}_2 \right) p^3 + \tilde{n}_1 p^2 + (\tilde{m}_1 + \tilde{n}_0) p + \tilde{m}_0 = \\ & = \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\alpha_0; \alpha_1; \alpha_2; \alpha_3; \alpha_4; \alpha_5; \alpha_6$ – коэффициенты выбранного стандартного распределения; $T_0=1/\omega_0$ – эквивалентная малая постоянная времени системы, определяющаяся величиной выбираемого значения средне-геометрического корня ω_0 .

Неизвестные коэффициенты m_i и n_j полиномов $M(p)$, $N(p)$, и коэффициенты \tilde{m}_{i-1} и \tilde{n}_{j-1} полиномов $\tilde{M}(p)$, $\tilde{N}(p)$ находятся из сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (10) и (11) соответственно. Они имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} n_3 &= \frac{\alpha_6 \omega_{12}^2}{\omega_0^6}; \quad n_2 = \frac{\alpha_5 \omega_{12}^2}{\omega_0^5}; \quad n_1 = \omega_{12}^2 \left(\frac{\alpha_4}{\omega_0^4} - n_3 \right); \quad n_0 = \omega_{12}^2 \left(\frac{\alpha_3}{\omega_0^3} - n_2 \right); \\ m_2 &= \frac{\alpha_2}{\omega_0^2} - n_1; \quad m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} - n_0; \quad m_0 = \alpha_0; \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \tilde{n}_2 &= \frac{\alpha_5 \omega_{12}^2}{\omega_0^5}; \quad \tilde{n}_{11} = \frac{\alpha_4 \omega_{12}^2}{\omega_0^4}; \quad \tilde{n}_{12} = \frac{\alpha_2}{\omega_0^2}; \quad \tilde{n}_0 = \omega_{12}^2 \left(\frac{\alpha_3}{\omega_0^3} - \tilde{n}_2 \right); \\ \tilde{m}_1 &= \frac{\alpha_1}{\omega_0} - \tilde{n}_0; \quad \tilde{m}_0 = \alpha_0. \end{aligned} \quad (13)$$

Анализ (11) показывает, что \tilde{n}_1 должен одновременно отвечать двум выражениям при p^4 и p^2 , которые в (13) представлены как \tilde{n}_{11} и \tilde{n}_{12} . Это условие накладывает ограничение на свободный выбор ω_0 и жестко связывает его значение с ω_{12} и коэффициентами выбранного стандартного распределения уравнением

$$\omega_0 = \omega_{12} \sqrt{\alpha_4 / \alpha_2}. \quad (14)$$

Для проведения дальнейших исследований и математического моделирования системы рис. 1 взяты параметры АД из [5]. Принято $J_1=0,3875$ кгм²; $J_2=J_1(\gamma-1)$ и $C_{12}=72,6$ Нм/рад. В результате расчетов для полной двухканальной структуры частотно-регулируемого асинхронного ЭП, представленной на рис. 1а, б, получено: $K_r=0,9808$; $Z_p=4$; $T_{sr}=0,0028$ с; $R_{sr}=1,0657$ Ом; $T_r=0,1088$ с; $L_s=0,07$ Гн; $L_m=0,0683$ Гн; $\sigma=0,0428$. При $U_{3c}=U_{3п}=10$ В учтем, что: $K_r=0,1258$ В/А; $K_{де}=0,1384$ Вс; $K_{п}=14,6326$ В/Вб; $K_{пч}=38$; $T_{м}=0,0002$ с; $\psi_{r0}=0,6834$ Вб. Для распределения Баттерворта пятого порядка $\tilde{G}(p) = \alpha_5 p^5 + \alpha_4 \omega_0 p^4 + \alpha_3 \omega_0^2 p^3 + \alpha_2 \omega_0^3 p^2 + \alpha_1 \omega_0^4 p + \alpha_0 \omega_0^5$ имеем значения коэффициентов $\alpha_0=1$; $\alpha_1=3,24$; $\alpha_2=5,24$; $\alpha_3=5,24$; $\alpha_4=3,24$; $\alpha_5=1$.

Для проверки реализуемости статического РС пониженного порядка

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_1p+1)}{(T_2^2p^2+T_3p+1)}, \quad (15)$$

где $K_{PC} = \tilde{m}_0 / K_0 \tilde{n}_0 = \tilde{m}_0 K_T J_{\Sigma} / 1,5 Z_p K_r \psi_{r0} K_{дс} \tilde{n}_0$; $T_1 = \tilde{m}_1 / \tilde{m}_0$; $T_2^2 = \tilde{n}_2 / \tilde{n}_0$; $T_3 = \tilde{n}_1 / \tilde{n}_0$, на рис. 2 представлены графики зависимостей $\tilde{n}_2, \tilde{n}_1, \tilde{n}_0, \tilde{m}_1$ от γ .

На рис. 2 видно, что коэффициент \tilde{m}_1 при изменении γ от 1 до 2 принимает только отрицательные значения. Это говорит о невозможности синтезировать статический РС пониженного порядка (15) в системе рис. 1 при ее замыкании обратной связью по скорости механизма. Проверим реализуемость статического РС полного порядка

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_2^2p^2+T_1p+1)}{(T_3^3p^3+T_4^2p^2+T_5p+1)}, \quad (16)$$

где

$$K_{PC} = m_0 / K_0 n_0 = m_0 K_T J_{\Sigma} / 1,5 Z_p K_r \psi_{r0} K_{дс} n_0;$$

$$T_1 = m_1 / m_0; \quad T_2^2 = m_2 / m_0; \quad T_3^3 = n_3 / n_0; \quad T_4^2 = n_2 / n_0; \quad T_5 = n_1 / n_0.$$

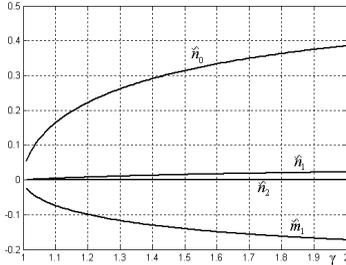


Рис. 2. Зависимости для коэффициентов $\tilde{n}_2, \tilde{n}_1, \tilde{n}_0, \tilde{m}_1$ от γ .

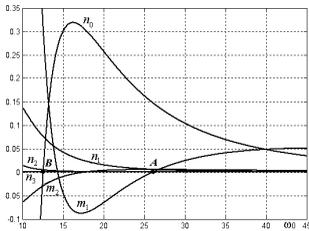


Рис. 3. Зависимости для коэффициентов n_2, n_1, n_0 и m_1 от величины ω_0 .

Известно, что оптимизация по критерию МДУ применима только для многократно интегрирующих систем [7]. Поэтому согласно методам СПР, введем интегральную часть с эквивалентной постоянной времени $T_0=1/\omega_0$ в статический РС (16). Получим передаточные функции *астатического* РС полного порядка и необходимого фильтра на входе системы:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_2^2p^2+T_1p+1)}{(T_3^3p^3+T_4^2p^2+T_5p+1)} \times \frac{(7,72T_0p+1)}{7,72T_0p};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_2^2p^2+T_1p+1) \times (7,72T_0p+1)}. \quad (17)$$

Очевидно, что настройка рассматриваемой системы на максимальную добротность нецелесообразна, так как увеличение общего коэффициента усиления приведет только к дополнительному росту колебательности управляемых координат.

В проводимых исследованиях примем: $J_1=J_2=0,3875$ кг·м²; $\gamma=2$, $C_{12}=72,6$ Нм/рад; $\omega_{12}=19,36$ с⁻¹; для распределения Баттерворта шестого порядка $G(p)=\alpha_6p^6+\alpha_5p^5+\alpha_4\omega_0p^4+\alpha_3\omega_0^2p^3+\alpha_2\omega_0^3p^2+\alpha_1\omega_0^4p+\alpha_0\omega_0^5$ имеем значения коэффициентов $\alpha_0=1$; $\alpha_1=3,86$; $\alpha_2=7,46$; $\alpha_3=9,13$; $\alpha_4=7,46$; $\alpha_5=3,86$; $\alpha_6=1$.

По формулам (12) на рис. 3 построены графики зависимостей n_2, n_1, n_0, m_2 и m_1 от величины ω_0 .

Графики на рис. 3 дают наглядную картину изменения всех параметров РС (16), что позволяет значительно упростить выбор ω_0 , при котором достигается положительность всех коэффициентов n_2, n_1, n_0 и m_1 . Отметим, что данное условие удовлетворяется при $\omega_0 > 26$ с⁻¹ (см. точку А).

Явление параметрического астатизма, которое имеет место в точке В при $n_0=0$ и $\omega_0=12,58$ с⁻¹ в данном случае не достижимо, так как m_2 принимает отрицательное значение.

Выполним оптимизацию системы с астатическим РС (17) по критерию МДУ на максимальный запас устойчивости. Для этого введем в РС (17) переменные k и b . С учетом указанных изменений получим передаточные функции астатического РС и необходимого фильтра на входе системы в виде:

$$W_{PC}(p) = \frac{k \times K_{PC}(2T_{\mu}p + 1)(T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}{(T_3^3 p^3 + T_4^2 p^2 + T_5 p + 1)} \times \frac{(b \times 7,72T_0 p + 1)}{7,72T_0 p};$$

$$W_{\Phi}(p) = (T_2^2 p^2 + T_1 p + 1) \times (b \times 7,72T_0 p + 1)^{-1}. \quad (18)$$

На рис. 4, а представлена диаграмма качества управления в плоскости параметров k и b , при этом мерой запаса устойчивости системы принят частотный показатель колебательности M . Амплитудные частотные характеристики (АЧХ) системы при $k = \text{const}$ и вариации параметра b от 0,7 до 1 изображены на рис. 4, б.

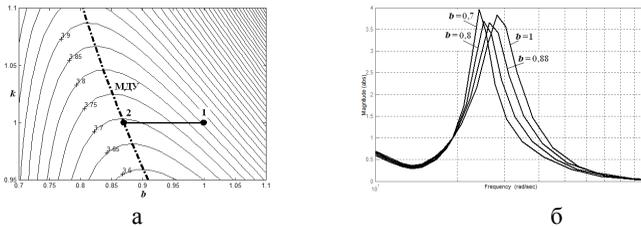


Рис. 4. Диаграмма качества управления в частотной области – а; амплитудные частотные характеристики замкнутой системы по скорости ω_2 при изменении параметра b от 0,7 до 1,1 – б.

Анализ семейства АЧХ подтверждает существование настройки с минимальным значением показателя колебательности ($M = 3,68$) при $b = 0,88$, который на 4,7 % меньше исходного значения ($M = 3,86$) при $b = 1$.

Соответствующие переходные характеристики по скорости ω_2 для исходной настройки – 1 и оптимальной по критерию МДУ – 2 представлены на рис. 5, а. Отметим колебательный характер скорости ω_2 при исходной настройке РС (18) и незначительное снижение амплитуды колебаний с настройкой по критерию МДУ. Для сравнения на рис. 5,б показаны соответствующие графики $\omega_2/\omega_n = f(t)$ при замыкании системы по скорости двигателя взятые из [5].

На рис. 6, а показаны переходные характеристики для момента двигателя M , упругого момента M_{12} , а также обеих скоростей ω_1 , ω_2 , которые имеют место в результате настройки системы с фильтром на входе по оптимальному критерию МДУ.

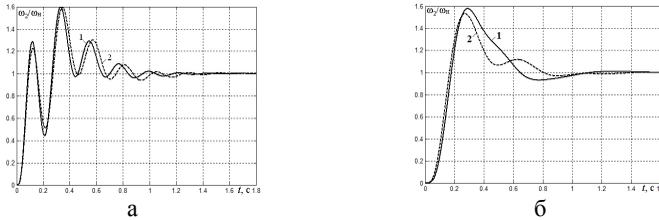


Рис. 5. Переходные характеристики с исходной – 1 и оптимальной по критерию МДУ – 2 настройками в системе замкнутой по скорости ω_2 – а; и системе замкнутой по скорости ω_1 – б.

Следует отметить, что пуск системы от задатчика интенсивности с $t_{зи}=1с$ способствует существенному снижению амплитуд колебательных процессов, что видно на рис. б, б.

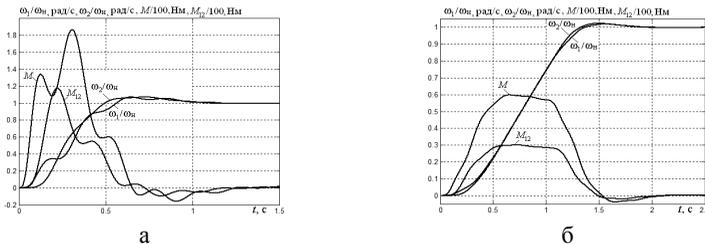


Рис. 6. Переходные характеристики основных регулируемых координат в системе замкнутой по скорости ω_2 с РС и фильтром на входе (18) – а; и с задатчиком интенсивности на входе – б.

Основываясь на полученных результатах исследований отметим некоторые особенности двухмассовой системы рис. 1 замкнутой по ω_2 :

1) невозможность полиномиальным методом синтезировать статический РС пониженного порядка при всех известных стандартных распределениях;

2) в системе с РС полного порядка, в отличие от системы, замкнутой по скорости двигателя ω_1 , недостижим параметрический астатизм, при котором обеспечивается повышение его порядка по управляющему воздействию замкнутой системы;

3) наблюдается повышенная колебательность системы по сравнению со случаем ее замыкания по скорости двигателя;

4) повышенная колебательность ЭП делает мало оправданной оптимизацию по критерию максимальной добротности; имеет место низкая эффективность критерия оптимизации на максимум запаса устой-

чивости, которая не превышает 4,7 %.

Выводы. Сравнительный анализ результатов данных исследований и выводов, опубликованных в [5], показывает существенное преимущество и целесообразность применения системы с обратной связью по ω_1 , РС в которой рассчитан с использованием полиномиального метода и оптимизирован на линию МДУ по критерию максимального запаса устойчивости.

Список литературы: 1. *Ключев В.И.* Ограничение динамических нагрузок электропривода. – М.: Энергия, 1971. – 320 с. 2. *Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г.* Автоматизированный электропривод с упругими связями. – СПб.: Энергоатомиздат, 1992. – 288 с. 3. Оптимизация электромеханических систем с упругими связями: Монография / *Е.Е. Александров, Б.И. Кузнецов, А.Е. Радиевский, Н.Э. Тернюк.* – Харьков: ИМИС, 1995. – 304 с. 4. *Акимов Л.В., Колотило В.И., Марков В.С.* Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния. – Харьков: ХГПУ, 2000. – 93 с. 5. *Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г., Вакуленко А.А.* Улучшение динамики астатической системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с постоянной нагрузкой // *Электротехнические и компьютерные системы.* – Киев: Техника. – 2011. – № 03(79). – С. 92-97. 6. *Залыаев С.Р.* О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода // *Электротехника.* – 1998. – № 2. – С.48-53. 7. *Гуль А.И.* Диаграммы качества управления многократно интегрирующих систем // *Вестник Харьковского государственного политехнического университета.* – Харьков: ХГПУ. – 2000. – Вып. 113. – С. 119-123.



Акимов Леонид Владимирович, доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы", НТУ "ХПИ". В 1989 году защитил в Московском энергетическом институте докторскую диссертацию и в 1990 году получил ученое звание профессор. Является отличником высшей школы, изобретателем СССР, награжден медалями ВДНХ СССР за выполненные разработки промышленных электроприводов. Неизменной с 1956 года областью инженерных и научных интересов является электропривод.



Литвиненко Дмитрий Григорьевич, аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" НТУ "ХПИ". В 2007 г. закончил Харьковский политехнический институт по специальности "Электротехническая техника". В 2007 г. поступил в аспирантуру с отрывом от производства. Научные интересы – улучшение динамических характеристик частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением при нелинейном характере нагрузки использованием методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.

*Поступила в редколлегию 27.12.2012
Рецензент д.т.н., проф. Клепиков В.Б.*

ISSN 2079-3944. Вісник НТУ "ХПИ". 2012. № 3

Б.И. КУЗНЕЦОВ, д-р техн. наук, проф., зав. отделом, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук, доц, НТУ "ХПИ", Харьков

А.В. ВОЛОШКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

И.В. БОВДУЙ, к.т.н., научный сотрудник, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

Е.В. ВИНИЧЕНКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ГЛАВНЫХ ПРИВОДОВ ПРОКАТНЫХ СТАНОВ С УЧЕТОМ ИХ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ЧЕРЕЗ ПРОКАТЫВАЕМЫЙ МЕТАЛЛ НА СТЕНДЕ ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

The method of experimental research of rolling mills main drives with related through the rolled metal as a two-mass electromechanics system for the short line and as a three-mass electromechanics system for the long line on two-mass electromechanics system stand are developed. The example of experimental dynamic characteristics for such system is given.

Розроблено методику експериментального дослідження систем керування головними приводами прокатних станів із синхронними двигунами у вигляді двомасової електромеханічної системи для короткої лінії та тримасової електромеханічної системи для довгої лінії з урахуванням взаємного впливу прокатних валків один на одного у ході прокатки через метал, що прокатується, на стенді двомасової електромеханічної системи. Наведено приклади експериментальних характеристик системи.

Разработана методика экспериментального исследования систем управления главными приводами прокатных станов с синхронными двигателями в виде двухмассовой электромеханической системы для короткой линии и трехмассовой электромеханической системы для длинной линии с учетом взаимного влияния прокатных валков друг на друга в ходе прокатки через прокатываемый металл на стенде двухмассовой электромеханической системы. Приведен пример экспериментальных характеристик системы.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Главные приводы современных прокатных станов комплектуются синхронными двигателями с частотными преобразователями и

векторным управлением с реализацией алгоритма прямого управления моментом двигателя. Поэтому будем предполагать, что в системе используется частотное управление приводными двигателями и реализовано программно-аппаратное прямое управление моментами.

Анализ последних достижений и публикаций. В работах [1-3] рассмотрены вопросы синтеза систем управления главными приводами для математических моделей в виде двух и трехмассовых электромеханических систем при непрерывном управлении.

Цель работы. Целью данной работы является разработка методики экспериментального исследования систем управления главными приводами прокатных станов с синхронными двигателями в виде двухмассовой электромеханической системы для короткой линии и трехмассовой электромеханической системы для длинной линии с учетом взаимного влияния прокатных валков друг на друга в ходе прокатки через прокатываемый металл на стенде двухмассовой электромеханической системы.

Изложение материала исследования и полученных результатов. На рис. 1 показана схема прокатного стана с индивидуальным приводом валков с синхронными двигателями и с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл.

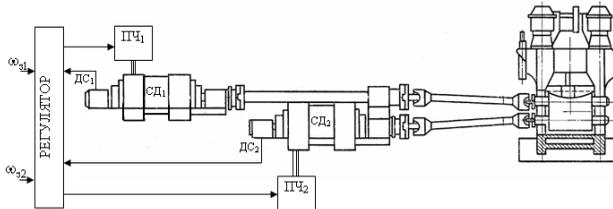


Рис. 1. Схема главных приводов прокатного стана с синхронными двигателями и преобразователями частоты.

Для короткой линии главного привода примем модель в виде двухмассовой системы, а для длинной линии примем модель в виде трехмассовой системы, как это показано на рис. 2.

Короткая линия главного привода верхнего валка прокатного стана в виде двухмассовой электромеханической системы макетируется с помощью стенда двухмассовой электромеханической системы. Длинная линия главного привода нижнего валка прокатного стана в виде трехмассовой электромеханической системы моделируется с помощью ПЭВМ, работающей в режиме реального времени. Схема такой системы показана на рис. 3.

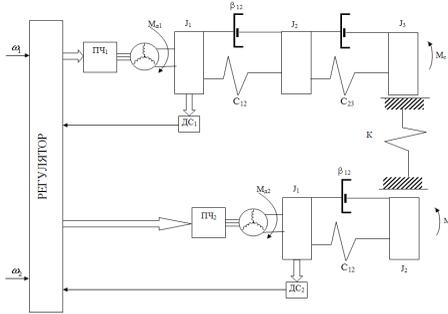


Рис. 2. Схема главных приводов прокатного стана с индивидуальным приводом валков.

Двигатель Д1 стана макетирует приводной двигатель короткой линии, а двигатель Д2 макетирует прокатный валок короткой линии. Управление первым двигателем осуществляется от преобразователя П1 с помощью регулятора скорости Р1 первого двигателя по сигналу с датчиком скорости ДС1 первого двигателя. С помощью второго двигателя стана моделируется момент нагрузки на прокатный валок, обусловленный взаимосвязью через прокатываемый металл пропорциональный разности скоростей вращения верхнего и нижнего валков, обусловленных скоростной асимметрией прокатки. Величина момента ΔM , пропорциональна разности скоростей второго двигателя Д2, измеренного с помощью датчика скорости ДС2 второго двигателя, и скорости вращения валка длинной линии ω_{B2} , моделируемого в реальном времени с помощью ПЭВМ. Эта величина момента ΔM с помощью регулятора момента РМ2 второго двигателя, обрабатывается вторым двигателем Д2 и эта же величина момента с обратным знаком в виде момента сопротивления M_c поступает на модель длинной линии.

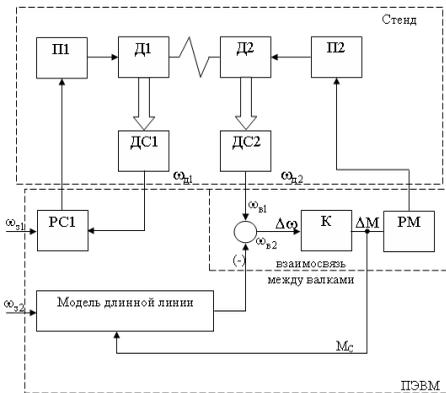


Рис. 3. Схема модели для экспериментального исследования робастного управления главных приводов прокатных станов с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл на стэнде двухмассовой электромеханической системы.

Рассмотрим математическую модель главных приводов, схема которых показана на рис. 2. Для длинной линии главного привода прокатного стана примем модель в виде трехмассовой системы с моментами инерции двигателя, муфты и валка.

Введем вектор состояния первого канала

$$\bar{X}(t) = \{\omega_{в1}(t), M_{y12}(t), \omega_p(t), M_{y11}(t), \omega_{д1}(t), M_{д1}(t), Z_1(t)\}^T.$$

Введем уравнение состояния первого канала в следующем виде:

$$\frac{dx_1}{dt} = A_1 x_1 + B_1 u_1 + B_{13} \omega_{31} - B_{c1} M_{c1},$$

где

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-\beta_{c1}-\beta_{12}}{J_{в1}} & \frac{K}{J_{в1}} & \frac{1}{J_{в1}} & \frac{\beta_{12}}{J_{в1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -C_{12} & 0 & 0 & C_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\beta_{12}}{J_p} & \frac{1}{J_p} & \frac{-\beta_{11}-\beta_{12}}{J_p} & \frac{1}{J_p} & \frac{\beta_{11}}{J_p} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C_{11} & 0 & C_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\beta_{11}}{J_{д1}} & \frac{1}{J_{д1}} & \frac{\beta_{11}}{J_{д1}} & \frac{1}{J_{д1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{м1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \\ \\ \\ \\ \frac{K_{м1}}{T_{м1}} \\ \\ \\ \end{bmatrix}, \quad B_{31} = \begin{bmatrix} \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Для короткой линии главного привода примем модель в виде двухмассовой системы.

Введем вектор состояния второго канала

$$\bar{X}(t) = \{\omega_{в2}(t), M_{y2}(t), \omega_{д2}(t), M_{д2}(t), Z_2(t)\}^T.$$

Тогда в уравнение состояния второго канала

$$\frac{dx_2}{dt} = A_2 x_2 + B_2 u_2 + B_{23} \omega_{32} - B_{c2} M_{c2}$$

матрицы примут следующий вид:

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{\beta_{c2}-\beta_2-K}{J_{в2}} & \frac{1}{J_{в2}} & \frac{\beta_2}{J_{в2}} & 0 & 0 \\ -C_2 & 0 & C_2 & 0 & 0 \\ \frac{\beta_2}{J_{д2}} & \frac{1}{J_{д2}} & \frac{\beta_2}{J_{д2}} & \frac{1}{J_{д2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{м2}} & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \\ \\ \frac{K_{м2}}{T_{м2}} \\ \\ \end{bmatrix}, \quad B_{23} = \begin{bmatrix} \\ \\ \\ \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Введем уравнение состояния с вектором состояния x_c для момента сопротивления M_c и уравнение выхода в следующем виде

$$\frac{dx_c}{dt} = A_c x_c + B_c F_c;$$

$$M_c = C_c x_c.$$

За счет наличия связи через прокатываемый металл возникает перераспределение нагрузок так, что валок, который вращается с большей скоростью, берет на себя большую долю момента прокатки. Если скорости вращения валков короткой ω_{B2} и длинной ω_{B1} линий главного привода прокатного стана различны и изменение момента ΔM , вызванное разностью скоростей вращения верхнего и нижнего валков:

$$\Delta M = k(\omega_{B1} - \omega_{B2}).$$

Тогда моменты сопротивления на верхний и нижний валки равны

$$M_{c1} = 0,5M_c + K_c(\omega_{B1} - \omega_{B2});$$

$$M_{c2} = 0,5M_c + K_c(\omega_{B2} - \omega_{B1}).$$

Введем вектор расширенной системы $x(t)$ в следующем виде

$$x(t) = \{x_1^T, x_2^T, x_c^T\}^T.$$

Введем вектор управлений, компонентами которого будут заданные значения моментов синхронных двигателей

$$u(t) = \{M_{31}(t), M_{32}(t)\}^T.$$

Введем вектор заданных значений скоростей

$$\omega_3(t) = \{\omega_{31}(t), \omega_{32}(t)\}^T;$$

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) + Bu(t) + B_c F_c + B_3 \omega_3(t),$$

$$A = \begin{array}{|c|c|c|} \hline A_1 - B_{c1}C_1 & B_{c1}C_2 & -0,5B_{c1}C_c \\ \hline B_{c2}C_1 & A_2 - B_{c2}C_2 & -0,5B_{c2}C_c \\ \hline & & A_c \\ \hline \end{array}, \quad B = \begin{array}{|c|} \hline B_1 \\ \hline B_2 \\ \hline \\ \hline \end{array}, \quad B_c = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline \\ \hline B_c \\ \hline \end{array}.$$

Синтезируем систему с П регулятором. Сформируем напряжения на якорных цепях двигателей в следующем виде

$$u_{д1} = K_1(\omega_{31} - \omega_{д1}),$$

$$u_{д2} = -K_1(\omega_{д2} - \omega_{B}).$$

Момент сопротивления, обусловленный разностью скоростей вращения пропорционален разности скоростей вращения второго двигателя и валков длинной линии

$$M_c = K(\omega_{д2} - \omega_B).$$

Результаты экспериментальных исследований. Вначале рассмотрим переходные процессы в системе без учета взаимной связи через прокатные валки и при одинаковых скоростях вращения так, что на входы первого и второго каналов подаются одинаковые заданные значения скорости 10 рад/с и при этом коэффициент взаимной связи через прокатываемые валки равен нулю $K=0$. Переходные процессы переменных состояния в этой системе показаны на рис. 4.

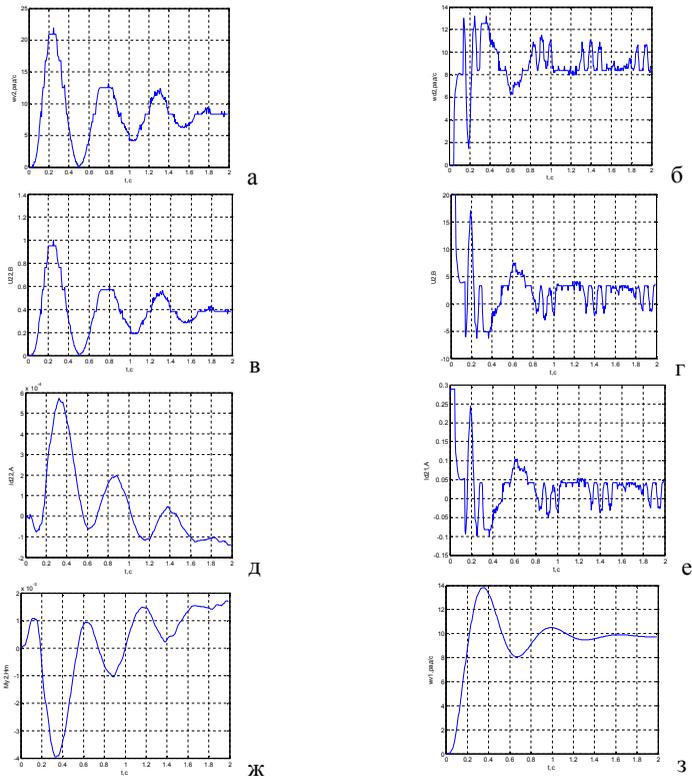


Рис. 4. Переходные процессы переменных состояния: скоростей вращения а) второго и б) первого двигателей; напряжений на якорных цепях в) второго и г) первого двигателей; токов якорных цепей д) второго и е) первого двигателей; ж) момента упругости и з) скорости вращения валков модели в системе без учета взаимной связи через прокатные валки

Как видно на рис. 4 скорость вращения второго двигателя, который имитирует прокатный валок короткой линии, при отсутствии взаимосвязи между валками через прокатываемый металл имеет слаботухающие колебания частотой 1.7 Гц.

Рассмотрим теперь переходные процессы в системе с учетом взаимной связи через прокатные валки при одинаковых скоростях вращения так, что на входы первого и второго каналов подаются одинаковые заданные значения скорости 10 рад/с и при этом коэффициент взаимной связи через прокатываемые валки равен $K = 0.0003$. Переходные процессы переменных состояния в этой системе показаны на рис. 5.

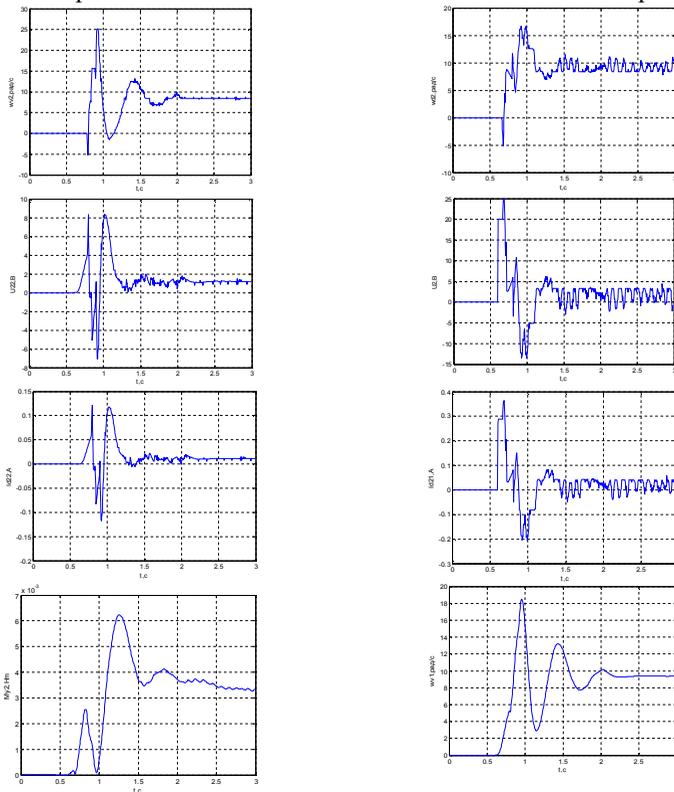


Рис. 5. Переходные процессы переменных состояния: скоростей вращения а) второго и б) первого двигателей; напряжений на якорных цепях в) второго и г) первого двигателей; токов якорных цепей д) второго и е) первого двигателей; ж) момента упругости и з) скорости вращения валков модели в системе с учетом взаимной связи через прокатные валки.

Как видно на рис. 5 скорость вращения второго двигателя, который имитирует прокатный валок короткой линии. при наличии взаимосвязи между валками через прокатываемый металл имеет существенно большее демпфирование по сравнению с переходным процессом, показанным на рис. 4 для системы без учета взаимной связи между прокатными валками.

Выводы. Разработана методика экспериментального исследования систем управления главными приводами прокатных станов с синхронными двигателями в виде двухмассовой электромеханической системы для короткой линии и трехмассовой электромеханической системы для длинной линии с учетом взаимного влияния прокатных валков друг на друга в ходе прокатки через прокатываемый металл на стенде двухмассовой электромеханической системы. Если в системе имеется взаимное влияние каналов друг на друга через прокатываемый металл, то чем больше это влияние, тем больше отличаются переходные процессы в системе от переходных процессов в автономных каналах в сторону повышения демпфирования переходных процессов в системе. Приведены примеры экспериментальных характеристик системы.

Список литературы: 1. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В. Математическая модель индивидуальных главных электроприводов прокатных станов с синхронными двигателями и с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл // *Технічна електродинаміка*. – 2010. – Ч.2. – С. 207-212. 2. Кузнецов Б.И., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В. Математическая модель главных приводов прокатных станов с учетом их взаимосвязи через прокатываемый металл как объекта робастной системы управления // *Вісник Национального технічного університету "ХПІ"*. – Харків: НТУ "ХПІ", 2009. – № 44. – С. 56-61. 3. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В., Кузнецова Л.Г. Цифровое нелинейное робастное управление главным электроприводом блюминга в режиме пробуксовки валков / *Електромашинобудування та електрообладнання*. – 2006. – № 66. – С. 107-108.



Кузнецов Борис Иванович, д.т.н., проф., заведующий отделом Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины. Защитил докторскую диссертацию в 1990 году по синтезу структур и оптимизации многоканальных квазиитерационных систем управления.



Никитина Татьяна Борисовна, к.т.н., доцент кафедры системного анализа и управления Национального технического университета "ХПИ", защитила кандидатскую диссертацию в 2001 году по синтезу систем управления главными электроприводами блюминга в режиме пробуксовки валков



Волошко Александр Валерьевич, м.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины



Бовдуй Игорь Валентинович, к.т.н., с.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины



Виниченко Елена Владимировна м.н.с. отдела проблем управления магнитным полем Научно-технического центра магнетизма технических объектов Национальной академии наук Украины

*Поступила в редколлегию 25.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Лушков В.С.*

И.К. КУЗЬМИЧЕВ, канд. техн. наук., с.н.с., Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины, Харьков

ПРИМЕНЕНИЕ РУПОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ СОГЛАСОВАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ В РЕЗОНАТОРАХ

Coherent excitation of oscillations in resonators is realized using of horn ray radiators with the diffraction grating.

За допомогою рупорного випромінювача з дифракційною решіткою показана можливість узгодженого збудження коливань у резонаторах.

С помощью рупорного излучателя с дифракционной решеткой показана возможность согласованного возбуждения колебаний в резонаторах.

Введение. Для возбуждения колебаний КВЧ диапазона в резонаторах, геометрические размеры которых во много раз больше длины волны генератора, возникает необходимость рассмотрения задачи по применению рупорных излучателей для согласованного возбуждения электромагнитных колебаний в резонаторе. Данная задача может быть решена на основе теории синтеза четырехполюсника и дифракции волн на решетках [1, 2].

Цель, задание исследования. Определение влияния коэффициентов передачи и отражения поляризованной проволочной решетки на согласованное возбуждение резонатора.

Модель призматического резонатора. Рассмотрим модель

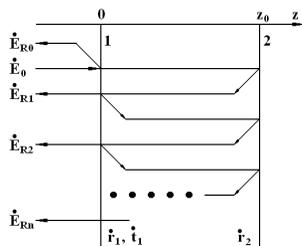


Рис. 1. Модель призматического резонатора

призматического резонатора с полупрозрачной торцевой стенкой, состоящую из двух неоднородностей 1 и 2 (рис. 1), и определим коэффициент отражения от такой системы. Длина резонатора равна z_0 . Решение задачи будем искать в приближении плоских волн. Обозначим коэффициенты отражения и передачи входной торцевой стенки резонатора ($z = 0$) через $\hat{r}_1 = r_1 \exp(j\varphi_{r1})$, $\hat{t}_1 = t_1 \exp(j\varphi_{t1})$, а коэффициент отражения второй торцевой стенки ($z = z_0$) через $\hat{r}_2 = r_2 \exp(j\varphi_{r2})$. Здесь r_1, r_2 и t_1 – модули, а $\varphi_{r1}, \varphi_{r2}$ и φ_{t1} – фазы коэффициентов отражения и передачи, соответ-

венно. Тогда можем написать

$$|t_1|^2 = 1 - |r_1|^2. \quad (1)$$

Поскольку, как мы отметили выше, входная торцевая стенка рассматриваемого резонатора представляет собой одномерную \bar{E} – поляризованную проволочную решетку, то $|t_1|$ и $|r_1|$ – коэффициенты передачи и отражения этой решетки. После взаимодействия падающей волны $\dot{E}_0 = E_0 \exp(-jkz)$ с входной торцевой стенкой резонатора отраженная волна

$$\dot{E}_{R0} = \dot{r}_1 E_0 \exp(-jkz) \quad (2)$$

поступает в запитывающий тракт, а прошедшая волна $\dot{E}_{\text{пр}1} = \dot{t}_1 \dot{E}_0$ (рис. 1) на пути от плоскости 1 до плоскости 2 испытывает фазовый набег kz_0 . После отражения от второй торцевой стенки она снова распространяется по резонатору и опять испытывает фазовый набег kz_0 . Частично пройдя через входную торцевую стенку, эта волна поступает в запитывающий волновод

$$\dot{E}_{R1} = E_0 \dot{t}_1^2 \dot{r}_2 S_M^2 S_D^2 \exp(-jk(z+2z_0)), \quad (3)$$

где $k = 2\pi/\lambda$; S_M и S_D – резонансные коэффициенты передачи по полю за проход волны от одной торцевой стенки до другой, которые определяются потерями в металле, из которого изготовлен резонатор, и потерями в диэлектрике, заполняющем резонансный объем. В общем случае $S_M = \exp(-\alpha_M/2)$, $\alpha_M = P_M/P_P$ и $S_D = \exp(-\alpha_D/2)$, $\alpha_D = P_D/P_P$. Здесь P_M и P_D – потери мощности в стенках резонатора и диэлектрике, а P_P – мощность, поступившая в резонатор. Аналогичным образом запишем выражение для второй отраженной волны

$$\begin{aligned} \dot{E}_{R2} = & E_0 \dot{t}_1^2 \dot{r}_2 S_M^2 S_D^2 \exp(-jk(z+2z_0)) \times \\ & \times (\dot{r}_1 \dot{r}_2 S_M^2 S_D^2 \exp(-j2kz_0)) \end{aligned} \quad (4)$$

Теперь можем записать выражение для n -ой отраженной волны

$$\begin{aligned} \dot{E}_{Rn} = & E_0 \dot{t}_1^2 \dot{r}_2 S_M^2 S_D^2 \exp(-jk(z+2z_0)) \times \\ & \times (\dot{r}_1 \dot{r}_2 S_M^2 S_D^2 \exp(-j2kz_0))^{n-1} \end{aligned} \quad (5)$$

Суммируя все волны (5), запишем комплексную амплитуду отраженной волны $\dot{E}_{R\Sigma}$ на входе ($z=0$) без учета (2)

$$\begin{aligned} \dot{E}_{R\Sigma} = & E_0 \dot{t}_1^2 \dot{r}_2 S_M^2 S_D^2 \exp(-jk2z_0) \times \\ & \times \sum_{n=1}^{\infty} (\dot{r}_1 \dot{r}_2 S_M^2 S_D^2 \exp(-j2kz_0))^{n-1} \end{aligned} \quad (6)$$

Так как $|r_1|$, $|r_2|$, S_M и S_D в общем случае меньше единицы, то ряд (6) – сходящаяся геометрическая прогрессия, суммируя которую,

получим выражение

$$\dot{E}_{R\Sigma} = E_0 t_1^2 r_2 S_m^2 S_\delta^2 \frac{\exp(-j(2kz_0 - 2\varphi_{r1} - \varphi_{r2}))}{1 - r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2 \exp(-j(2kz_0 - \varphi_{r1} - \varphi_{r2}))}. \quad (7)$$

При этом полное отраженное поле с учетом (2) имеет вид

$$\dot{E}_R = \dot{E}_{R0} + \dot{E}_{R\Sigma}, \quad (8)$$

или

$$\dot{E}_R = E_0 r_1 \exp(j\varphi_{r1}) + E_0 R_\Sigma \exp(j\varphi_{R\Sigma}). \quad (9)$$

Для нахождения R_Σ и $\varphi_{R\Sigma}$ введем обозначения

$$\begin{cases} \alpha = 2kz_0 - 2\varphi_{r1} - \varphi_{r2}, \\ \beta = 2kz_0 - \varphi_{r1} - \varphi_{r2}, \end{cases} \quad (10)$$

и воспользуемся формулой Эйлера [3] $\exp(\pm j\gamma) = \cos \gamma \pm j \sin \gamma$. Опуская промежуточные выкладки запишем в окончательном виде

$$R_\Sigma = \frac{t_1^2 r_2 S_m^2 S_\delta^2}{(1 - 2r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2 \cos \beta + (r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2)^2)^{1/2}}, \quad (11)$$

$$\varphi_{R\Sigma} = -\arcsin \frac{\sin \alpha + r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2 \sin(\beta - \alpha)}{(1 - 2r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2 \cos \beta + (r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2)^2)^{1/2}}. \quad (12)$$

Теперь запишем коэффициент отражения по полю от рассматриваемого резонатора

$$\dot{R} = \dot{E}_R / E_0 = R \exp(j\varphi_R), \quad (13)$$

или с учетом выражения (9)

$$\dot{R} = r_1 \exp(j\varphi_{r1}) + R_\Sigma \exp(j\varphi_{R\Sigma}), \quad (14)$$

или

$$\dot{R} = (r_1 \cos \varphi_{r1} + R_\Sigma \cos \varphi_{R\Sigma}) + j(r_1 \sin \varphi_{r1} + R_\Sigma \sin \varphi_{R\Sigma}). \quad (15)$$

Если теперь комплексное число (15) представить в показательной форме, то тогда получим

$$R = (r_1^2 + R_\Sigma^2 + 2r_1 R_\Sigma \cos(\varphi_{r1} - \varphi_{R\Sigma}))^{1/2}, \quad (16)$$

$$\varphi_R = \arcsin \frac{r_1 \sin \varphi_{r1} + R_\Sigma \sin \varphi_{R\Sigma}}{(r_1^2 + R_\Sigma^2 + 2r_1 R_\Sigma \cos(\varphi_{r1} - \varphi_{R\Sigma}))^{1/2}}. \quad (17)$$

Для того, чтобы связать фазы коэффициентов отражения и передачи, воспользуемся выражениями для симметричного обратимого реактивного четырехполюсника [1]. В наших обозначениях эти выражения имеют вид

$$\begin{cases} \varphi_{r1} + \varphi_{r2} = 2\varphi_{t2} \pm \pi, \\ \varphi_{r1} = \varphi_{r2}; \varphi_{t1} = \varphi_{t2}. \end{cases} \quad (18)$$

С учетом соотношений (10) и (18) преобразуем синус разности $\sin(\beta - \alpha)$, входящий в выражение (12). После подстановок получим, что $\sin(\beta - \alpha) = -\sin\varphi_{r1}$, а уравнение (12) примет вид

$$\varphi_{R\Sigma} = -\arcsin \frac{\sin\alpha - r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2 \sin\varphi_{r1}}{\left(1 - 2r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2 \cos\beta + (r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2)^2\right)^{1/2}}. \quad (19)$$

Если теперь аналогичным образом преобразуем $\sin\alpha$ и наложим условие резонанса $\beta = 2kz_0 - \varphi_{r1} - \varphi_{r2} = 2\pi h$, $h=1, 2, \dots$, то тогда выражение (19) можем записать в окончательном виде

$$\varphi_{R\Sigma} = -(\pi - \varphi_{r1}). \quad (20)$$

Соотношение (11) тоже упростится, если на него наложить условие резонанса

$$R_\Sigma = \frac{t_1^2 r_2 S_m^2 S_\delta^2}{\left(1 - r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2\right)}. \quad (21)$$

Рассмотрим выражение (16), которое после подстановки значения $\varphi_{R\Sigma}$ из (20), примет вид

$$R = r_1 - R_\Sigma. \quad (22)$$

После подстановки (21) в (22), получим уравнение для резонансного коэффициента отражения

$$R = r_1 - \frac{t_1^2 r_2 S_m^2 S_\delta^2}{\left(1 - r_1 r_2 S_m^2 S_\delta^2\right)}. \quad (23)$$

Выводы. Для того чтобы найти при каком значении r_1 будет иметь место согласованное возбуждение резонатора ($R=0$), необходимо определить потери мощности в металлических стенках резонатора S_m (омические потери) и потери в диэлектрике S_δ , заполняющем резонансный объем.

Список литературы: 1. *Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р.* Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. – М.: Связь, 1965. – 352 с. 2. *Шестопалов В.П., Литвиненко Л.Н., Масалов С.А., Сологуб В.Г.* Дифракция волн на решетках. – Харьков: Изд-во Харьковск. ун-та, 1973. – 288 с. 3. *Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.* Справочник по математике. – М.: Наука, 1986. – 544 с.

*Поступила в редколлегию 16.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Луников В.С.*

Н.П. КУНДЕНКО, канд. техн. наук, ХНТУСХ, Харьков
В.С. ЛУПИКОВ, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУ "ХПИ",
Харьков

РАСЧЕТЫ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СКОРОСТИ В КРИО- КОНСЕРВИРУЕМОЙ СРЕДЕ

Analytical parities for computation of oscillatory speed and superfluous pressure, resulting diffractions of an acoustic wave on biological object are received characterising the cryo-preserving environment.

Получены аналитические формулы для расчета колебательной скорости и избыточного давления, возникающие в крио – консервирующей среде в результате дифракции акустической волны на биологическом объекте.

Отримано аналітичні формули для розрахунку коливальної швидкості та надлишкового тиску, що виникають у крио-консервувачому середовищі, в результаті дифракції акустичної хвилі на біологічному об'єкті.

Постановка проблемы. Одним из определяющих факторов при определении скорости микропотоков [1] является колебательная скорость частиц среды в окрестности граничной поверхности биологического объекта. Однако, на практике геометрические размеры биологического объекта могут быть значительно (на несколько порядков) меньше длины звуковой волны. В качестве крио-консервирующей среды рассматривается сплошная среда с заданными значениями плотности, скорости звука и вязкости. Биологические объекты моделируются геометрическими телами в виде шара и эллипсоида вращения (вытянутый сфероид). На поверхностях этих тел ставится граничное условие: равенство нулю, суммы давления возбуждающей звуковой волны и избыточного давления, возникающего в результате дифракции звуковой волны на биологическом объекте. Процесс воздействия звуковой волны на биологический объект описывается краевой задачей линейной акустики.

Анализ литературы. В [1, 2, 4, 8, 9], проведен анализ моделирования процесса массопереноса частиц крио – консервирующей среды к поверхности биологического объекта, при этом решающую роль играют скорости микропотоков, возникающих при наличии звуковой волны. Одним из определяющих факторов при определении скорости микропотоков является колебательная скорость частиц среды в окрестности граничной поверхности биологического объекта. В [2] разработан алгоритм, который позволяет при любых соотношениях между

длиной звуковой волны и геометрическими размерами биологического объекта рассчитать с помощью компьютера колебательную скорость и избыточное давление. Однако, на практике геометрические размеры биологического объекта могут быть значительно (на несколько порядков) меньше длины звуковой волны.

Цель статьи – рассчитать аналитические выражения для колебательной скорости и избыточного давления в окрестности границы биологического объекта, позволяющие проводить расчеты колебательной скорости с погрешностью, не превышающей 10 %.

Расчет колебательной скорости. Основой для расчета является система уравнений [2] для потенциала колебательной скорости.

$$y^m + \bar{D}^m y^m = U^m. \quad (1)$$

Далее, будем рассматривать два типа биологических объектов, а именно: шар – моделирующий эмбрион и эллипсоидальный сфероид – моделирующий спермий.

Потенциальную функцию U^s колебательной скорости можно представить в виде

$$U^s(x, y, z) = \int_0^\pi d\tau \int_{-\pi}^\pi \rho(\tau) \sqrt{\dot{\rho}^2(\tau) + \dot{z}^2(\tau)} \psi(\tau, \varphi) G(kR(\tau, \varphi, x, y, z)) \quad (2)$$

где

$$R(\tau, \varphi, x, y, z) = \left[(\rho(\tau) \cos \varphi - x)^2 + (\rho(\tau) \sin \varphi - y)^2 + (z - z(\tau))^2 \right]^{1/2}.$$

Параметрические функции $z(\tau)$ и $\rho(\tau)$ определяются по следующим формулам

$$\rho(\tau) = \begin{cases} R \sin \tau & - \text{шар}, \\ r(\tau) \cos \tau & - \text{эллипсоидальный сфероид}, \end{cases} \quad (3)$$

$$z(\tau) = \begin{cases} R \cos \tau & - \text{шар}, \\ r(\tau) \sin \tau & - \text{эллипсоидальный сфероид}, \end{cases} \quad (4)$$

Функция $X(\tau, \varphi)$ может быть представлена в следующем виде

$$X(\tau, \varphi) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{im\varphi} \sum_{n=|m|} X_m^n \bar{P}_n^{|m|}(\cos \tau), \quad (5)$$

где коэффициенты X_m^n выражаются через решение системы уравнений (1) по формуле

$$X_n^m = (n + 0,5)^{1/2} y_n^m. \quad (6)$$

Таким образом, определив y_m^n из системы уравнений (1) согласно формулам (4) и (5) получаем значение потенциала колебательной скорости в любой точке крио-консервирующей среды вне биологического объекта. Подставим (5) в (4) и поменяем порядки суммирования и интегрирования. Тогда с учетом (6) будем иметь

$$U^s(x, y, z) = - \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=|m|}^{\infty} (n+0.5)^{1/2} y_n^m \int_0^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sqrt{\rho(\tau) \sin \tau} e^{im\varphi} \times \\ \times P_n^{|m|}(\cos \tau) G(kR(\tau, \varphi, x, y, z)) d\tau d\varphi \quad (7)$$

Выражение (7) является основой для получения приближенных формул для колебательной скорости и избыточного давления в окрестности биологического объекта.

Будем предполагать, что длина возбуждающей звуковой волны значительно (на порядок) превосходит максимальный геометрический размер биологического объекта. В этом случае систему уравнений (1) можно решить методом последовательных приближений [5, 6]

С учетом выше изложенного, формула (7) примет вид

$$U^s = - \sum_{n=0}^{\infty} (n+0.5)^{1/2} U_n^0 \int_0^{\pi} \sqrt{\rho(\tau) \sin \tau} \bar{P}_n^0(\cos \tau) d\tau \times \\ \times \int_{-\pi}^{\pi} G(kR(\tau, \varphi, x, y, z)) d\varphi \quad (8)$$

Теперь рассмотрим случай биологического объекта в виде шара (модель эмбриона). Воспользуемся известным представлением [7, 8]

$$e^{ikR \cos \tau} = 2 \sum_{m=0}^{\infty} (m+0.5)^{1/2} \psi_m(kR) \bar{P}_m^0(\cos \tau), \quad (9)$$

где $\psi_m(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} J_{m+1/2}(x)$, $J_{m+1/2}(x)$ – функция Бесселя первого рода $(m+1/2)$ -го порядка.

С учетом (9) после ряда элементарных преобразований [7] получаем следующее выражение для потенциала колебательной скорости

$$U^s(r, \Theta) = -2A \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(m+0.5)^{1/2} \varphi_m(kR)}{\varphi_m(kR)} \varphi_m(kr) \bar{P}_m^0(\cos \Theta) \quad (10)$$

Здесь $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$, $\Theta = \arccos\left(\frac{z}{r}\right)$, r, Θ, φ – сферические координаты с началом координат совпадающие с центром эмбриона, $\varphi_m(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} N_{m+1/2}^{(1)}(x)$, $N_{m+1/2}^{(1)}(x)$ – функция Ханкеля $(m + 0.5)$ -го порядка.

Для дальнейшего упрощения (10), воспользуемся асимптотическими разложениями для функций $\varphi_m(kR)$ и $\psi_m(kR)$ при $kR \rightarrow 0$, [7]

$$U^s(r, \Theta) \cong -A \frac{R}{r} e^{ikr}. \quad (11)$$

Эта формула справедлива с точностью до членов порядка $(kR)^3$. Получаем приближенное выражения для реального значения потенциала U^s колебательной скорости

$$U^s = -\frac{A e^{-\alpha r} R}{r} \cos(k_0 r - \omega t). \quad (12)$$

Здесь α – коэффициент затухания, который согласно [1] имеет вид

$$\alpha = \frac{8\pi^2 f \eta}{3c_0^3 \rho_0}, \quad (13)$$

где f – частота возбуждающей звуковой волны ($\omega = 2\pi f$), ρ_0 и η – соответственно плотность и динамическая вязкость криоконсервирующей среды.

После ряда элементарных преобразований получаем выражение для расчета избыточного давления и колебательной скорости

$$P - P_0 = \frac{RA}{r} e^{-\alpha r} [-\omega \sin(k_0 r - \omega t) + \gamma \sin(k_0 r - \omega t)], \quad (14)$$

$$U^s = -\frac{AB e^{-\alpha \frac{(r_1+r_2)}{2}}}{r_1+r_2} \cos\left(k_0 \frac{(r_1+r_2)}{2} - \omega t\right) \quad (15)$$

Таким образом, потенциал колебательной скорости для эллипсоидального сфероида по своей структуре подобен потенциалу для шара. В самом деле, из (15) следует, что при больших расстояниях от границы эллипсоидального сфероида, когда выполняется

$r_1 + r_2 \cong 2r = 2(x^2 + y^2 + z^2)^{1/2}$, потенциал (15) преобразуется к виду

$$U^s = -\frac{AR e^{-\alpha r}}{r} \cos(k_0 r - \omega t), \quad (16)$$

$$R = \frac{2a}{2 + \frac{a}{\sqrt{a^2 - b^2}} \ln \frac{b}{a + \sqrt{a^2 - b^2}}}. \quad (17)$$

Из (16) следует, что потенциал колебательной скорости эллипсоидального сфероида на больших расстояниях ($r_1 + r_2 \cong 2r$) совпадает с потенциалом колебательной скорости сферы, с радиусом, задаваемым по формуле (17). Определим теперь поле скорости

$$\vec{v} = \frac{AB \vec{r} e^{-\alpha \frac{(r_1+r_2)}{2}}}{\rho_0 r_1 r_2} \left[\cos \left(k_0 \frac{(r_1+r_2)}{2} - \omega t \right) \left(\frac{1}{r_1+r_2} + \frac{\alpha}{2} \right) + \frac{k_0}{2} \sin \left(k_0 \frac{(r_1+r_2)}{2} - \omega t \right) \right], \quad (18)$$

где $\vec{r} = x\vec{e}_x + y\vec{e}_y + z\vec{e}_z$, $\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$ – орты декартовой системы координат с началом совпадающим с центром симметрии эллипсоидального сфероида. Аналогично (14) легко получить выражение для расчета избыточного давления

$$P - P_0 = \frac{AB e^{-\alpha \frac{(r_1+r_2)}{2}}}{r_1 r_2} \left[\gamma \cos \left(k_0 \frac{(r_1+r_2)}{2} - \omega t \right) - \omega \sin \left(k_0 \frac{(r_1+r_2)}{2} - \omega t \right) \right] \quad (19)$$

Эти формулы являются основой для анализа процесса массопереноса частиц крио-консервирующей среды к поверхности биологических объектов при наличии акустических колебаний.

Выводы. Получены аналитические формулы для расчета колебательной скорости и избыточного давления, возникающие в крио-консервирующей среде в результате дифракции акустической волны на биологическом объекте. Установлено, что амплитуда колебательной скорости у поверхности биологического объекта экспоненциально уменьшается с увеличением коэффициента затухания крио-

консервирующей среды и прямо-пропорциональна амплитуде акустической волны и обратно пропорциональна линейному размеру биологического объекта.

Список литературы: 1. *Кунденко Н.П.* Особенности распространения ультразвука в биологической бреде // *Праці Таврійського державного агротехнологічного університету.* – Сер.: Актуальні питання енергетики і прикладної біофізики в агропромисловості. – Мелітополь: ТДАУ. – 2011. – Вип. 11. – Том 4. – С. 181-186. 2. *Кунденко Н.П.* Математическое моделирование процесса воздействия акустического поля на криоконсервирующую среду с биологическим объектом // *Вісник ХНТУСГ ім. П. Василенко.* – Сер.: Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України. – Харків: ХНТУСГ. – 2011. – Вип. 117. – С. 140-142. 3. *Бергман Л.* Ультразвук и его применение в науке и технике. – М.: ИЛ, 1956. – 726 с. 4. *Скучик Е.* Основы акустики. – М.: Мир, 1976. – Т. 2. – 542 с. 5. *Бахвалов Н.С.* Численные методы. – М.: Наука, 1975. – 632 с. 6. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1986. – 288 с. 7. *Колтон Д., Кресс Р.* Методы интегральных уравнений в теории рассеяния. – М.: Мир, 1987. – 312 с. 8. *Абрамовиц М., Стиган И.* Справочник по специальным функциям. – М.: Наука, 1979. – 830 с. 9. *Бурдуков А.П., Накоряков В.Е.* О переносе массы в звуковом поле // *ПМТФ.* – 1965. – Т. 2. – № 2. – С. 1236-1242.

*Поступила в редколлегию 16.12.2011
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

А.Е. ПОЕДИНЧУК, канд. физ-мат. наук, с.н.с., Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины им. А. Я. Усикова, Харьков

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ БИООБЪЕКТОВ

The analysis of picosecond volt impulses shapers made on tunnel diodes is carried out.

Проведено аналіз формувачів імпульсів напруги пікосекундної довжини на тунельних діодах.

Проведен анализ формирователей импульсов напряжения пикосекундной длительности на туннельных диодах.

Введение. Создание импульсных рефлектометров для измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов в широком частотном диапазоне 0...300 ГГц связано с использованием импульсов перепада напряжения $\tau_{\phi}=10...15$ пс. Анализ характеристик выпускаемых промышленностью туннельных диодов [1] показывает, что для построения подобного генератора импульсов оказывается наиболее предпочтительным использование быстродействующих германиевых туннельных диодов, время переключения τ которых должно соответствовать вышеуказанному значению τ_{ϕ} .

Цель, задание исследования. Целью и задачей исследования является установление зависимости длительности фронта импульса формирователей импульсов на туннельных диодах от напряжения и плотности тока.

Основной текст. Рассмотрим формирователь импульсов напряжения на туннельном диоде, принципиальная и эквивалентная схемы которого приведена на рис. 1 и 2.

Пусть на резистивно-емкостный преобразователь (рис. 2) действует внешний сигнал управления, который отображается в электрической модели системы в виде источника тока $I_1(x, t)$. Процессы в преобразователе при $u(0, x) = 0$ и $u(0, l; t) = 0$ однозначно описываются уравнением [2]:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - R_1 C_1 \frac{\partial u}{\partial t} - R_1 \phi_1(u) = R_1 I_1, \quad (1)$$

где $\varphi_1(u) = \sum_{n=1} a_n u^n$, $x \in [0, l]$, $t \in [0, \infty]$.

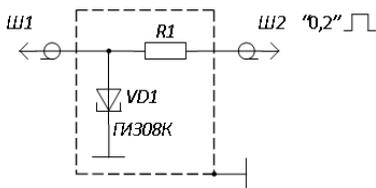


Рис. 1. Принципиальная схема формирователя импульсов.

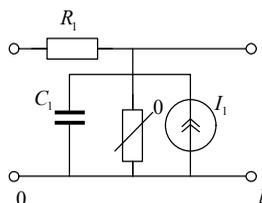


Рис. 2. Эквивалентная схема формирователя импульсов.

Решение уравнения (1) будем искать с помощью метода итераций [2]. После преобразований компонента u , имеет вид:

$$u_l(x, t) = R_1 \int_0^l \int_0^t I_1(\xi; \tau) G'_{1u}(x, \xi, t - \tau) d\xi d\tau, \quad (2)$$

где G'_{1u} – ядро первого порядка:

$$G'_{1u} = \frac{2}{R_1 C_1 l} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\exp - \left\{ \left[\left(\frac{\pi n}{l} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{a}{C_1} \right] t \right\} \sin \frac{\pi n x}{l} \cdot \sin \frac{\pi n x}{l} \right]. \quad (3)$$

Ядро второго порядка находится с учетом (3) при $U_2 = 0$ ($g_2 = 0$),

$I_2(\xi; \tau) = a_2 u_1^2(\xi; \tau) (h_2 = a_2 \delta(t - \tau_1) \delta(t - \tau_2))$ имеет вид:

$$G'_{2u} = a_2 \int_0^l \int_0^l G'_{1u}(x, \xi; t - \tau_1) G'_{1u}(\xi, \xi_1; \tau - \tau_1) G'_{1u}(\xi, \xi_2; \tau - \tau_2) d\tau d\xi, \quad (4)$$

где $\tau \geq \tau_2$, $\tau \geq \tau_1$ при этом компонента:

$$u_2(x, t) = R_1^2 \int_0^l \int_0^l \int_0^t \int_0^t I_1(\xi_1; \tau_1) I_1(\xi_2; \tau_2) \times \\ \times G'_{2u}(x, \xi_1; \xi_2, t - \tau_1, t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 d\xi_1 d\xi_2 \quad (5)$$

Методика получения уравнения для отыскания третьих и более высоких порядков ядер аналогична приведенной, при этом каждое последующее приближение будет зависеть от предыдущих.

На рис. 3 показано преобразование формы колебания гармонического типа и характеристика преобразования $\Phi_x[V_0]$ (характеристика N-типа) полученные с помощью ПК из решения уравнения (4).

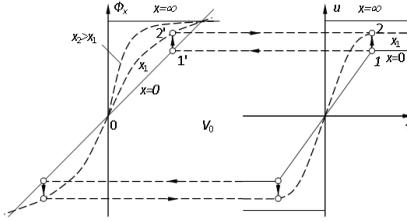


Рис. 3. Графическое преобразование формы колебания гармонического типа.

Например, $x = 0$ т. 1 на профиле колебания $u(0, \tau)$ соответствует т. 1' на характеристике преобразования $\Phi_x[V_0]$, т. 1' движется вверх, достигая при $x \rightarrow \infty$ предельного значения. Для нахождения т. 2 на колебании $u(x_1, \tau)$ необходимо из т. 2' провести горизонтальную линию до пересечения с перпендикуляром 1-2. Аналогичные построения проводятся для других точек на колебании $u(0, \tau_0)$.

В результате описанного процесса формируется прямоугольный сигнал с амплитудой u_1 (рис. 4, а), соответствующий переключению из одного устойчивого состояния равновесия в другое (рис. 4, б). Длительность формируемого импульса t_u определяется длительностью входного импульса на уровне $u = u_0$.



Рис. 4. Характеристики формирования прямоугольного импульса.

В рассмотренной системе форма стационарной волны $x \rightarrow \infty$ не зависит от формы возбуждающего колебания $u(t)$ и тонкой структуры характеристики $\varphi(u)$, которая, однако, при рассмотрении переходного режима ($x > 0$) имеет существенное значение [3].

Оценим время переключения формирователя импульсов на ТД. С рис. 1 и рис. 2 видно, что основным элементом, определяющим длительность фронта генерируемых импульсов, является туннельный ди-

Функция преобразования $\Phi_x[V_0] = u_x$ является суммой первых трех членов ряда Тейлора, аппроксимирующего функцию $\Phi_x[V_0]$, при $V_0(t) = u(0, t)$.

Стрелками на обоих рисунках пояснен принцип графического построения формы колебания при $x \geq 0$ по известной характеристике преобразования.

од. При работе туннельного диода предельное время нарастания импульса напряжения U на нагрузке R_n полупроводникового прибора, имеющего дрейфовый промежуток (базу) W , ограничивается максимальной дрейфовой скоростью в полупроводниках $v_{EM} \approx 10^7$ см·с⁻¹, емкость прибора C_n и предельно допустимой плотностью тока j_M , проходящего через него. Время установления на нагрузке прибора при этом определяется соотношением [3]:

$$t = \frac{W}{v_{EM}} + \frac{2,2\varepsilon\varepsilon_0 U}{Wj_M}. \quad (6)$$

Из (6) ясно, что стремление ограничить ширину базы прибора сопровождается ростом емкостного влияния на время нарастания формируемого импульса.

Из (6) следует, что существует оптимальное соотношение, при котором для заданных требований наблюдается минимум фронта импульса:

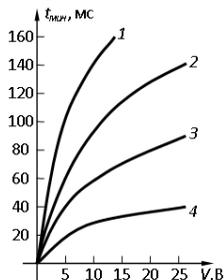


Рис. 5. Зависимость длительности фронта импульса от формируемого напряжения и плотности тока проходящего через прибор

ближается к 10 пс.

$$t_{\min} = 3 \left[\frac{\varepsilon\varepsilon_0 U}{v_{EM} j_M} \right]^{1/2}. \quad (7)$$

На рис. 5 показана, рассчитанная на ПК, зависимость длительности фронта импульса от формируемого напряжения и плотности тока проходящего через прибор для следующих значений: 1 – $j_M = 5 \cdot 10^2$ А/см²; 2 – $j_M = 5 \cdot 10^3$ А/см²; 3 – $j_M = 5 \cdot 10^2$ А/см²; 4 – $j_M = 10^4$ А/см².

Выводы. При $U = 10$ В, $j_M = 10^4$ А/см² длительность фронта импульсов t_{\min} составит 30 пс, а при $U = 1$ В, при той же плотности тока, предельное время длительности фронта при-

Список литературы: 1. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений / Под ред. Горюнова Н.Н., Носова Ю.Р. – М.: Сов. радио, 1988. – 304 с. 2. Пупков К.А., Капалин В.И., Юценко А.С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. – М.: Наука, 1976. – 448 с. 3. Викулкин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.

Поступила в редколлегию 13.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Рудаков В.В.

УДК 620.179.14

Б.М. ГОРКУНОВ, канд. техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков
И.В. ТЮПА, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков
А.А. ТИЩЕНКО, стажер-преподаватель, НТУ "ХПИ", Харьков
В.Г. ЛЕВЧЕНКО, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков
В.В. СКОПЕНКО, соискатель, НТУ "ХПИ", Харьков

**ПРИНЯТИЕ РЕШЕНИЙ В ЗАДАЧАХ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО
КОНТРОЛЯ**

Methods for estimation of parameters reliability in objects of electromagnetic not destroying control are offered taking into account regular and casual errors of computation and measurement signals in eddycurrent converter. It is shown, that the approach is applicable for defectology problems, depth control in strengthened layers and quality of welded connections.

Запропоновано методи оцінки достовірності контролю різних параметрів об'єктів електромагнітного неруйнівного контролю з урахуванням систематичних і випадкових похибок розрахунку і вимірювання вихідних сигналів перетворювача. Показано, що даний підхід можна застосувати для задач дефектометрії, контролю глибини зміцненого шару, якості зварних з'єднань.

Предложены методы оценки достоверности контроля различных параметров объектов электромагнитного неразрушающего контроля с учетом систематических и случайных погрешностей расчета и измерения выходных сигналов вихретокового преобразователя. Показано, что данный подход применим для задач дефектометрии, контроля глубины упрочненного слоя, качества сварных соединений.

Введение. При допусковом контроле качества электропроводящих изделий электромагнитным методом, объектом которого является обнаружение и идентификация дефектов, определение глубины упрочненного слоя, механической прочности сварного соединения и т.п. в результате измерения информативных параметров (амплитуды и фазы выходного сигнала вихретокового преобразователя) принимают решение о годности или негодности ОК в зависимости от того, находится ли контролируемый параметр (размер дефекта, глубина упрочненного слоя, предел прочности) в допустимых пределах. Ограничен-

ная точность измерений выходных сигналов ВТП и невозможность обеспечения идеальных условий проведения контроля зачастую приводит к ошибочным принятым решениям, т.е. к признанию годного к эксплуатации объекта негодным и наоборот. В подавляющем большинстве случаев, принятие решения возлагается на оператора, который в процессе контроля производит сравнение сигнала вихрекового преобразователя ВТП с набором эталонных сигналов (дефекты стандартных образцов, образец с установленным упрочненным слоем, сварной шов с известными механическими характеристиками) [1]. В данном случае, правильность принятого решения в основном будет зависеть от квалификации оператора и возможностью изготовления стандартных образцов. В работе [2] показано, что в качестве стандартного сигнала ВТП можно использовать семейство специально сгенерированных теоретических зависимостей амплитуды и фазы сигнала, для различных моделей контроля (дефект, упрочненный слой, качество сварного шва), большого количества контролируемых материалов и геометрии объекта контроля. В этом случае, есть возможность сравнивать реальные и модельные сигналы ВТП, оценивать метрологические параметры сигналов и ввести математическое обоснование принятия решения по результатам контроля с оценкой достоверности контроля, ошибок первого и второго рода.

Цель работы – разработка метода оценки достоверности контроля параметров объекта контроля (дефект, упрочненный слой, непровар) на основании оценки погрешностей моделирования и погрешностей измерения сигнала ВТП, а также ошибок, возникающих в процессе сравнения стандартного и измеренных сигналов.

Оценка погрешности моделирования. Для оценки достоверности принятия решения по результатам контроля проведем оценку погрешностей моделирования и погрешностей измерения амплитуды и фазы сигнала ВТП. Расчет величин относительных погрешностей информационных параметров выходного сигнала ВТП в общем случае (дефект, упрочненный слой, непровар) определим с использованием методики оценки результата косвенных измерений с учетом функциональной зависимости сигналов ВТП от контролируемого параметра:

$$\frac{\Delta Y}{Y} = \frac{Y'(X_1)}{Y} \Delta X_1 + \frac{Y'(X_2)}{Y} \Delta X_2 + \frac{Y'(X_3)}{Y} \Delta X_3 + \dots + \frac{Y'(X_i)}{Y} \Delta X_i \quad (1)$$

где Y – функциональная зависимость информационного параметра (активные сопротивления, индуктивности и взаимной индуктивности); $Y'(X_i)$ – частные производные по соответствующей входной величине; ΔX_i – абсолютная погрешность задания конкретного входного параметра.

Выражения для определения результирующих абсолютных погрешностей моделирования амплитуды ΔE_p и фазы $\Delta \varphi_p$ выходного сигнала ВТП согласно при доверительной вероятности 0,95 примут вид:

$$\Delta E_p = \pm E_p 1,1 \sqrt{A_1^2 \gamma_l^2 + A_2^2 \gamma_f^2 + A_3^2 \gamma_a^2 + A_4^2 \gamma_\mu^2 + A_5^2 \gamma_\sigma^2 + A_6^2 \gamma_l^2}, \quad (2)$$

$$\Delta \varphi_p = \pm \varphi_p 1,1 \sqrt{B_1^2 \gamma_l^2 + B_2^2 \gamma_f^2 + B_3^2 \gamma_a^2 + B_4^2 \gamma_\mu^2 + B_5^2 \gamma_\sigma^2 + B_6^2 \gamma_l^2}, \quad (3)$$

где $\gamma_l, \gamma_f, \gamma_a, \gamma_\mu, \gamma_\sigma, \gamma_l$ – классы точности приборов, которыми измеряют соответствующие параметры; A_1-A_6, B_1-B_6 – коэффициенты влияния при составляющих погрешностей измерения.

В процессе экспериментального контроля искомого параметра, будут возникать случайные погрешности, оценку которых будем проводить по методике обработки многократных наблюдений. В предположении о нормальном законе распределения случайных значений ЭДС и фазы выходного сигнала ВТП при контроле искомого параметра объекта контроля находится среднеарифметическое значение результата контроля амплитуды и фазы по формулам:

$$E_{p\text{cp}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_{pi} \quad (4)$$

$$\varphi_{p\text{cp}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \varphi_{pi} \quad (5)$$

Среднеквадратическое отклонение искомого параметра:

$$\sigma_E = \sqrt{\sum_{i=1}^n (E_{pi} - E_{p\text{cp}})^2 / (n-1)} \quad (6)$$

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\varphi_{pi} - \varphi_{p\text{cp}})^2 / (n-1)} \quad (7)$$

Рассмотрим случай идентификации ширины дефекта по результатам сравнения теоретического и измеренного сигналов ВТП [2]. Задавшись характерными значениями классов точности приборов $\gamma_l = 0,2\%$; $\gamma_f = 0,2\%$; $\gamma_a = 0,1\%$; $\gamma_\mu = 3\%$; $\gamma_\sigma = 1\%$; $\gamma_l = 0,5\%$, проведем оценку погрешности результата моделирования выходного сигнала ВТП от дефекта шириной 1мм. Оценка абсолютных погрешностей определения амплитуды ΔE_p и фазы $\Delta \varphi_p$ выходного сигнала ВТП в данном конкретном случае составляет 1,8 мВ и 0,04 град, т.е. 9 % и 8 % по амплитуде и фазе

соответственно. Следует отметить, что неточность определения электрических и магнитных параметров ОК оказывает наибольшее влияние на результат моделирования сигнала ВТП как для бездефектной, так и для дефектной области. Для оценки случайных погрешностей контроля ширины дефекта 1 мм по измеренным значениям амплитуды и фазы выходного сигнала ВТП были проведены многократные испытания (30 опытов) образцового дефекта и выполнена соответствующая обработка, в результате которых были получены следующие значения амплитуды $E_{p\text{ ср}}=19,59$ мВ, $\sigma_E=0,62$ мВ и фазы $\varphi_{p\text{ ср}}=0,38$ град, $\sigma_\varphi=0,04$ град выходного сигнала ВТП.

Наличие данных погрешностей, в процессе идентификации дефектов, сравниваются смоделированные сигналы ВТП-ОК с экспериментальными значениями, то будут существовать взаимно пересекающиеся зоны неопределенности. В нашем случае разброс значений моделированного и экспериментального сигналов ВТП от одного и того же размера дефекта находится по амплитуде в зоне $\delta E = |\Delta E_p| + |\sigma E| = 2,5$ мВ и по фазе в зоне $\delta \varphi = |\Delta \varphi_p| + |\sigma \varphi| = 0,1$ град. Воспользовавшись результатами экспериментальных исследований поведения выходных сигналов вихретокового преобразователя от различных типов и размеров дефекта [2], а также с учетом метода идентификации и метрологических характеристик ВТП, построим картину распознавания размера дефекта на примере контроля ширины дефекта амплитудным и фазовым методом. На рис. 1 показаны области допустимых значений амплитуды и фазы выходного сигнала ВТП при контроле ширины дефекта (0,5; 1; 1,5 мм) при фиксированной глубине 1 мм и перпендикулярном расположении продольной оси дефекта относительно оси образца.

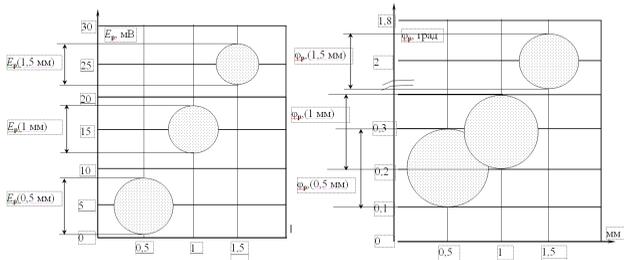


Рис 1. Область сигналов ВТП при контроле ширины дефекта.

Поскольку амплитуда и фаза выходного сигнала ВТП являются функциями от параметра дефекта, то решение о попадании дефекта в заданные границы допуска принимаются на основании:

$$E(b_{гр1}) \leq E(b_i) \leq E(b_{гр2}) ; \tag{8}$$

где $b_{гр1}$, $b_{гр2}$ – нижняя и верхняя границы допуска параметра.

$$\varphi(b_{гр1}) \leq \varphi(b_i) \leq \varphi(b_{гр2}) . \quad (9)$$

На рис. 2,а показана область $S=S1+S2$ возможных значений амплитуды сигнала ВТП для дефекта шириной 1мм. На рис. 2,б показана процедура вычисления ошибки второго рода (площадь $S2$) для случая пересекающихся зон возможных значений сигнала от двух разных дефектов.

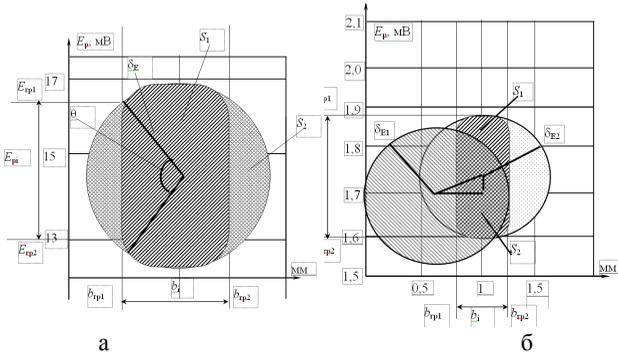


Рис. 2. Вычисление достоверности и ошибок контроля размера дефекта.

В случае контроля глубины упроченного слоя, абсолютная погрешность определения амплитуды ΔE_p и фазы $\Delta \varphi_p$ выходного сигнала ВТП в рабочей точке контроля толщины упроченного слоя образца выполненного, из материала Ст. 45 и прошедшего процесс закалки составляет 34 мВ и 4,2 град. Экспериментальные значения составляют $E_{p\text{ ср}} = 0,35$ В, $\sigma_E = 0,050$ В; $\varphi_{p\text{ ср}} = 125,3$ град, $\sigma_{\varphi} = 5,5$ град. На рис. 3 показан пример определения достоверности контроля, ошибок первого и второго рода для случая контроля глубины упроченного слоя.

Вероятность попадания искомого параметра в заданные границы допуска будет определяться соотношением:

$$P\{b_{гр1} \leq b_i \leq b_{гр2}\} = \frac{S_1}{S} P(0,95) . \quad (10)$$

Ошибка первого рода α или вероятность принятия решения о попадании искомого параметра в заданные границы допуска:

$$\alpha = 1 - P\{b_{гр1} \leq b_i \leq b_{гр2}\} = \frac{S_2}{S} P(0,95) , \quad (11)$$

где S_2 – площадь фигуры (рис. 2,а).

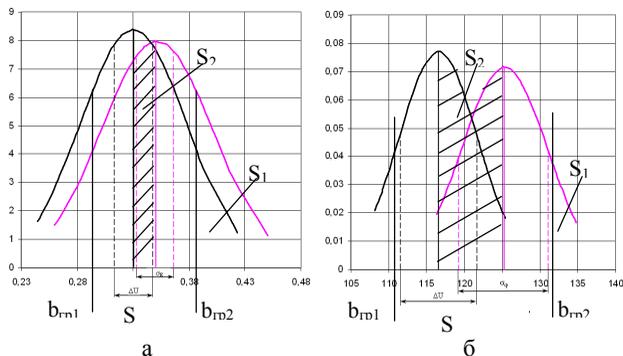


Рис. 3. Достоверность и ошибки контроля глубины упрочненного слоя.

В случае пересекающихся областей (для дефектов) рис. 2,б или неправильного выбора рабочей точки рис. 3, будет появляться ошибка второго рода β , которая вычисляется по формуле:

$$\beta = \frac{S_2}{S_1} P(0,95). \quad (12)$$

Вывод. Для принятия решения в задачах электромагнитного неразрушающего контроля в работе предложен метод оценки достоверности контроля различных параметров объекта контроля (дефект, упрочненный слой), основанный на сравнении результатов моделирования и эксперимента, с учетом оценки систематических и случайных погрешностей расчета и измерения. Метод позволяет оценивать достоверность попадания искомого контролируемого параметра в заданные границы допуска, и вычислять ошибки первого и второго рода.

Список литературы: 1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В.В. Клюева. Т. 2: В 2 кн.: Вихрековый контроль. Книга 2 / Ю.К. Федосенко, В.Г. Герасимов, А.Д. Покровский, Ю.Я. Останин. – М.: Машиностроение, 2003. – 688 с. 2. Горкунов Б.М., Тюпа И.В., Скопенко В.В., Шахин И.Х. Вероятностные подходы к определению размеров дефектов вихрековым методом // Технічна електродинаміка. Тем. випуск "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2011. – Ч. 2. – С. 231-234.

*Поступила в редколлегию 24.02.2012
Рецензент д.т.н., проф. Сучков Г.М.*

УДК 539.12.164

Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, канд. техн. наук. с.н.с., ХНУРЭ, Харьков
А.В. ФРОЛОВ, канд. техн. наук, директор центра заочной формы
обучения ХНУРЭ, Харьков
Е.Л. ЩЕРБАК, студент, ХНУРЭ, Харьков

ЗАВИСИМОСТЬ СКОРОСТИ ЯДЕРНЫХ ПРОЦЕССОВ ОТ ВОЗБУЖДЕНИЯ АТОМОВ

Theoretical possibilities of realisation in the future of cold nuclear synthesis are considered in the paper. Various classes of atom radio-activity are considered. The analysis of the weak power processes which are taking place in the physics, astrophysics and technologies of nuclear waste processing is carried out. The great value of nuclea properties change in the ionised atom is noted.

В работе показано, что холодный ядерный синтез возможен в рамках современной физики. Предлагается разновидность естественной радиоактивности. Сделан анализ энергетически слабых процессов, имеющих важное значение для физики, астрофизики и технологии переработки ядерных отходов. Особое внимание обращается на изменение свойств ядра в ионизированном атоме.

У роботі показано, що холодний ядерний синтез можливо здійснити в майбутній фізиці. Запропонована різноманітність майбутньої радіоактивності. Зроблено аналіз енергетично слабих процесів, які мають важливе значення для фізики, астрофізики та технології переробки ядерного сміття. Особливе значення має зміна властивостей ядра в іонізованому атомі.

Введение. Профессор физики Антуан Андри Беккерель в Парижской академии наук 24 февраля 1895г. подтвердил гипотезу Андри Пуанкаре, который описал X-лучи Вильгельма Конрада Рентгена связанные с фосфоресценцией [1]. А. Беккерель исследовал способность кристаллов под действием солнечного света испускать проникающее излучение. Он помещал различные кристаллы после воздействия на них солнечного света на фотографические пластинки, завернутые в темную бумагу. Для этого были использованы соли $U K_2[UO_2(SO_4)_2](H_2O)_2$. Были проявлены фотографические пластинки, которые находились в свинцовом контейнере в темноте без экспозиции кристаллов светом. Однако пластинки были засвечены. Ошибочная гипотеза привела к открытию явления радиоактивности. Люми-

несцентные соли U вызывают некоторую затуманенность фотографических пластинок [2]. Оказалось, что радиоактивные ядра испускают излучение трех видов: α , β и γ . Закон радиоактивного превращения записывается в виде

$$\begin{cases} \frac{dN}{dt} = -\lambda N; \\ N = N_0 e^{-\lambda t}, \end{cases} \quad (1)$$

где N – число атомов радиоактивного вещества, N_0 – значение N при $t = 0$, λ – постоянная распада.

При этом период полураспада равен

$$T_{0,5} = \frac{\ln 2}{\lambda}. \quad (2)$$

Это означает, что половина числа наличных материнских радиоактивных элементов превращается в дочерние элементы всегда в одно и то же время, характерное для данного элемента. Это означает, что постоянные распада радиоактивных веществ не зависят от давления, температуры, концентрации, химического состояния и внешних полей. Радиоактивный распад – свойство самого ядра и зависит только от его внутреннего состояния. Это допущение ведет к экспоненциальному закону. Радиоактивные ядра нейтральных атомов подвергали физическим воздействиям, помещались в центробежные поля с ускорением, превосходящим g в 20000 раз. Скорость радиоактивного распада изменить каким-нибудь внешним воздействием не удастся, наблюдаемые эффекты меньше 1% [3]. Действительно, типичные энерговыделения при радиоактивном распаде ядер – миллионы эВ, а при сгорании органических веществ – несколько эВ. М. Кюри пришла к выводу, что постоянная распада λ меняется на 0.05% при изменении температуры до точки кипения жидкого Н. Резерфорд положил эманацию Ra внутрь бомбы со стальной оболочкой, при ее взрыве были достигнуты температура до 2500°C и давление до 1000 Ат, тем не менее изменение радиоактивности не было замечено.

Целью работы является качественный анализ энергетически слабых процессов, имеющих важное значение для физики.

Задачи решаемые в работе:

- показать, что постоянные распада являются неизменными константами вещества;
- показать, что неизменность скорости радиоактивного распада от низкоэнергетических воздействий обусловлена масштабами энергии.

1. Время жизни радиоактивных атомов. Превращения и столкновения ядер связаны с нарушением состояний электронной оболочки

атома. Совершенно ясно, что электронный захват или внутреннюю конверсию γ – лучей невозможно представить без ионизации внутренних оболочек. Возможно испускание и поглощение γ – квантов ядром без изменения внутренних оболочек атома. Необходимым условием возможности указанных переходов является наличие атомных электронов [4]. Покажем зависимость константы распада ядра ${}^7\text{Be}$ от химического соединения. Когда ядро оголено – вероятность его распада захватом электрона, равна нулю. В других случаях вероятность захвата данного электрона ядром должна зависеть от химической структуры соединений и агрегатного состояний вещества. Постоянная электронного захвата ядром нейтрального атома ${}^7\text{Be}$ превышает постоянную распада ионизированного атома ${}^7\text{Be}^{++}$ [5]

$$\frac{\lambda({}^7\text{Be}) - \lambda(\text{Be}^{++})}{\lambda({}^7\text{Be})} \approx 2,6 \times 10^{-2}. \quad (3)$$

Для сравнения малых разностей констант распада двух источников Резерфорд разработал простой метод. Он помещал сравниваемые источники в две одинаковые соединенные между собой камеры и по величине разности тока определял $\Delta\lambda$. Ядро изотопа ${}^7\text{Be}$ распадается поглощением электрона и излучением нейтрино с периодом полураспада – 53,5 дня. Причем 90% составляет основное состояние ${}^7\text{Li}$. В табл. 1 приведены экспериментальные данные констант распада для ${}^7\text{Be}$ в различных химических соединениях.

Таблица – Константы распада ${}^7\text{Be}$

Исходные пары	$10^{-3} \lambda$
$\lambda(\text{Be}) - \lambda(\text{BeFe}_2)$	$0,741 \pm 0,047^a$; $1,2 \pm 0,1^b$
$\lambda(\text{BeS}) - \lambda(\text{Be})$	$0,53 \pm 0,06$
$\lambda(\text{BeO}) - \lambda(\text{BeBr}_2)$	$1,472 \pm 0,053$
$\lambda(\text{BeO}) - \lambda(\text{Be}(\text{C}_5\text{H}_5)_2)$	$0,795 \pm 0,074$
$\lambda(\text{Be}^{2+}(\text{OH}_2)_4) - \lambda(\text{BeO})$	$0,374 \pm 0,077$

${}^a\text{BeF}_2$ – в гексагональной форме; ${}^b\text{BeF}_2$ – в аморфной форме.

В обзорных работах приведены результаты экспериментов о влиянии химических структур (ионизации) на константы распада для электронов внутренней конверсии и для захвата электронов ядрами. Изменение скорости радиоактивного распада обусловлено не только изменением степени ионизации, но и изменением агрегатного состоя-

ния вещества. γ – переходы в ядре должны быть чувствительны к присутствию электронов. Примером являются

$$^{238}\text{Pu} = 44\text{кэВ} = 0.04\%; \quad ^{124}\text{Sb} = 18.5\text{кэВ} = 0.017\%.$$

Существующие экспериментальные данные не дают достаточных оснований для предположения о постоянстве константы радиоактивного распада в зависимости от времени [6].

2. Холодный ядерный синтез. Рассмотрим синтез в отсутствие высокоэнергетических воздействий. Наблюдение образования He из H электрохимическим путем в нагретой трубке Pd произошло в 1926 г. Авторы этой работы (F. Paneth and K. Peters) были химиками и не смогли преодолеть атмосферу полного отрицания и непризнания результатов своих исследований ведущими физиками того времени. Они не смогли обосновать их реальность и эти результаты были зачислены в разряд ошибочных. В 1986-1989г. были опубликованы работы в которых сообщалось о наблюдении небольшой эмиссии нейтронов при механическом воздействии на кристаллы, содержащие дейтерий. В работе [6] небольшое излучение нейтронов наблюдалось при ударном разрушении монокристаллов LiD, при пластической деформации под давлением содержащих дейтерий твердых тел и при изменении температуры и фазовых переходах в конденсированных телах. Ажиотажный взрыв интереса возник после того, как М.Флейшман и С. Попе на пресс-конференции 23 марта 1989 г. сообщили об обнаружении ими нового явления в науке – известного сейчас как холодный ядерный синтез при комнатной температуре. В последних исследованиях на дейтерированные материалы (Pd или Ti) оказывают энергетически слабые воздействия. В научных статьях описаны эксперименты, в которых наблюдаются изменения элементного состава вещества при слабых внешних воздействиях. Это свидетельствует о появлении принципа резонансной синхронизации [7].

3. Низкоэнергетическая трансмутация ядер. Рассмотрим направление исследований без использования Pd и дейтерия, в которых сообщается о низкоэнергетической трансмутации атомных ядер химических элементов при различных внешних энергетически слабых воздействиях. При этом одни химические элементы в конденсированных средах превращаются в другие. Такая трансмутация ядер наблюдалась в макроскопических количествах (10^{19} - 10^{20} ядер) при электровзрыве в жидких средах, при ультразвуковой обработке водных солевых растворов, при плавке Zr в вакууме электронным пучком, при воздействии высокоамперными токами на Pb в мощном магнитном поле, при облучении материалов ионами в плазме тлеющего разряда, при воздействии мощного лазерного излучения на расплав Al, при воздействии электронного пучка на мишени из твердых тел. Представление об этих

работах можно получить в Proceedings of the 1-10th International Conference on Cold Fusion. Экспериментальные данные имеют много общего, несмотря на разные воздействия для индцирования [7, 8].

Выводы. Научная новизна работы заключается в определении основных характеристик наблюдаемых процессов при трансмутации ядер. Практическое значение:

– процессы, сопровождающие холодную трансмутацию ядер, не радиоактивны;

– виден резонансный характер параметров;

– наблюдаются критические значения физических величин (тепла, тока, массы атомных ядер).

Количественный анализ экспериментальных данных по холодной трансмутации ядер позволяет утверждать, что это явление пока не нашло общепринятого объяснения с позиции современного понимания закономерностей микромира. Холодная трансмутация ядер отличается от обычных ядерных реакций:

– процесс холодной ядерной трансмутации происходит при небольших энергиях (меньше чем 10Кэв на один синтезированный атом);

– отсутствуют свободные нейтроны;

– отсутствует остаточная радиоактивность.

Если предположить, что при трансформации происходят столкновения ядер, приводящие к ядерным реакциям, то сталкивающиеся ядра должны обладать достаточной для преодоления кулоновского барьера энергией, и, следовательно, полученные ядра должны образовываться в возбужденном состоянии.

Список литературы: 1. *Poincare H.* Revue Cenerale des Sciences, 1896. – P. 7. 2. *Cooper J.A., Hollander J.M., Rasmusen J.O.*, Phys. Rev. Letter. – 1965. – 680 p. 3. *Guillaoume Ch.F.* Revue Cenerale des Sciences. – 1899. – 890 p. 4. *Rutherford E.* Collected Papers. – New York: Intensience, 1936. – Vol. 2. – P. 36. 5. *Sutton Ch.* New Scientist. 27 Februaru, 1986. – P. 30. 6. *Fleischmfnn M., Pons. J.* Electronal. Chem., 1989. – P. 261. 7. *Urutskoev L.I., Liksonov V.I.* Annales de la Foundation Lonis de Broglie, 2002. – P. 27. 8. *Зайцев Е.А.* Известия АН СССР: Физика, 1992. – 56 с.

Поступила в редколлегию 20.01.2012

ABSTRACTS

ELECTRICAL APPARATUS

Boljukh V.F.,

EFFICIENCY OF AN INDUCTIVE-DYNAMIC DEVICE AT ITS "PUSHING AWAY-BRAKING" RUNNING CYCLE.

Pushing away and braking processes in the core of inductive-dynamic device are analyzed at their following during of one running cycle. The core height and speed decrease are determined as functions of capacitor store parameters and distance between core and inductor of the device.

Index terms – **inductive-dynamic device, pushing away and braking processes, analyses.**

Danko V.G., Goncharov Je.V.

HEAT LEACKING DETERMINATION IN A CRYOSTAT OF THE Superconducting FAULT CURRENT LIMITER.

A heat leakage in cryostat of the fault current limiter with a superconducting winding is considered in the article. A technique for computation of thermal emissions in the cryostat is offered.

Index terms – **fault current limiter, superconducting, heat leakage.**

Dubovenko K.V.

INFLUENCE OF PLASMA LOAD PARAMETERS ON ELECTRICAL DISCHARGE CHARACTERISTICS IN THE CIRCUIT WITH INDUCTIVE ENERGY STORE.

Numerical simulation of air plasma characteristics in a high power electrical discharge occurred in the circuit with inductive energy store and electrically exploding opening switch is carried out using magneto hydrodynamic approach. Influence of nonlinear parameters in the plasma active-inductive load (straw inductance, plasma channel length) is determined on the transient characteristics.

Index terms – **circuit with inductive energy store, electrical discharge, magneto hydrodynamic approach, characteristics, numerical simulation.**

Lupikov V.S., Varshamova I.S., Geljarovskaja O.A., Krjukova N.V., Poliakov I.V., Savshenko K.A., Piljugina O.Ju., Rudas Ju.D.

MAGNETIC FIELD MODELING IN THE AUTOMATIC SWITCH WITH TRANPOSED CONDUCTORS.

A technique of external magnetic field modeling in the three-phase

electric equipment is developed. By results of modeling recommendations concerning transposition of switchboards conductors before terminals of a three-phase automatic switch are proposed to satisfy requirements of ecological safety in electric substations.

Index terms – **automatic switch, phases current conductors, transposition, magnetic field.**

Litvinenko V.V., Sokol Je.I., Lupikov V.S., Boljukh V. F., Boljukh E.G., Krjukova N.V., Katkov I.I.

INCREASE OF SPEED IN ELECTRIC DEVICES OF PROTECTION USING OF CRYOGENIC COOLING.

Experimental researches of an induction-dynamic drive with cryogenic cooling by liquid nitrogen are resulted in a disk core of its electromagnet. Prospects of such cooling in switching electric devices are proved in view of energy-saving and increasing their working out speed.

Index terms – **electric devices of protection, automatic switch, induction-dynamic drive, electromagnet, cryogenic cooling, liquid nitrogen.**

Shwedchikova I.A., Zemzjulin M.A.

ESTIMATION OF DESIGN PARAMETERS IN A DISK MAGNETIC SEPARATOR.

The problem about movement of the ferromagnetic particle taken in a working zone of a magnetic separator from a stream of a loose material is considered. The estimation of geometrical parameters in the new disk magnetic separator design is received.

Index terms – **disk magnetic separator, working zone, ferromagnetic particle, movement problem.**

ELECTRICAL MACHINES

Galajko L.P., Gajevskaja N.J.

SIZE OPTIMIZATION IN THE SWITCHED-RELUCTANCE INDUCTION MOTOR PRETENDED FOR MINER ELECTRIC LOCOMOTIVES.

Computations of a switched reluctance motor pretended for miner electric locomotives are resulted using of the orthogonal central-composite plan (OCCP) of the second order and method of multi criterion optimization taking into account weight factors. Electromagnetic computations are carried out and the optimum construction of the motor is chosen.

Index terms – **switched-reluctance induction motor, power substa-**

tions, magnetic field, compensation, parametrical systems.

Galajko L.P., Pipich M.V.

**TEMPERATURE COMPUTATION OF STATOR WINDINGS
IN DC MOTOR BY THE FINITE ELEMENTS METHOD.**

In the paper computation of the temperature field in stator windings of DC motor intended for the rotating furnace of 630 kW are resulted using the final elements method realized in FEMM 4.2. Comparison of the results by final elements method and classical one are got up.

Index terms – DC motor, stator windings, temperature, computation, final elements method.

Zablodsky N. N., Plyugin V.E., Lukyanov N.V.

**INFLUENCE OF MECHANICAL STRESS ON MAGNETIC
AND ELECTRIC PROPERTIES IN A THE HOLLOW
FERROMAGNETIC ROTOR OF A MULTIFUNCTIONAL
ELECTROMECHANICAL CONVERTER.**

Main states of a technique that accounts influence of internal stress on electromagnetic parameters and characteristics in a screw multifunctional electromechanical converter are presented. Characteristic zones of the stress influence are defined in active parts of the converter.

Index terms – multifunctional electromechanical converter, hollow ferromagnetic rotor, internal stress, characteristic zones.

STRONG ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS

Gnatov A.V., Argun Sch.V., Chaplygin Je.A., Drobinin A.M.

**EXPERIMENTAL RESEARCHES OF TRANSIENTS IN
DISCHARGE CONTOUR OF A MAGNETIC PULSE UNIT.**

Transients in a discharge contour of a magnetic pulse unit are researched experimentally and resulted in the paper. Influence of processes in parallel branches of the discharge contour on a current impulse characteristics is investigated. The unit work is analyzed for as branched so not branched schemes.

Index terms – magnetic pulse unit, discharge contour, transients, experimental researches.

Zolotariov V.M., Antonec T.Ju., Schebenjuk L.A.

**TO DEFINITION OF LOSSES IN METAL PROTECTIVE
ELEMENTS OF HIGH-VOLTAGE CABLES WITH CROSS-
LYNKED POLYETYLEN.**

The analysis of results of computations of losses in electrowire screens and metal plastic covers of power cables by 220 kV with the sewed polyethylene isolation is made.

Index terms – power cables, screens, covers, losses.

Rezinkin O.L., Goncharenko S.V.

STAND FOR RESEARCH OF FERROELECTRIC MATERIAL CHARACTERISTICS IN PULSE ELECTRIC FIELDS.

The experimental stand intended for research of ferroelectric materials in pulse electric fields is developed. The stand allows to carry out research the test sample material induction dependence from electric field intensity at voltage of 1 to 20 kV and temperature of 20 to 150 °C.

Index terms – pulse electric field, ferroelectric material, dynamics characteristics, experimental research, stand.

ELECTROTECHNOLOGIES USEGE

Akimov L.V., Vishneveckiy K.O., Vishneveckiy Je.O.

POLYNOMIAL TECHNIQUE OF SYNTHESIS OF AC ELECTRIC DRIVE WITH A TWO-MASS MECHANICAL PART AND VECTOR CONTROL.

Technique of designing of AC drive systems with static and astatic speed control are proposed based model of two-mass mechanical object with vector control. Synthesis of these speed regulators is resulted using standard Butterworth polynomials. Transient processes in different operation modes of the AC drive are analyzed.

Index terms – electric drive, synthesis, polynomial technique.

Akimov L.V., Litvinenko D.G.

SYNTHESIS AND MDU CRITERION OPTIMIZATION OF VECTOR CONTROL SYSTEM FOR ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH SPEED FEEDBACK OF A MECHANISM.

Technique of designing of astatic speed regulation system with vector control are resulted for the AC asynchronous electric drive. The technique realized a complex approach to optimization of frequency-regulated drives as two-mass mechanical unit included an independent voltage inverter.

Index terms – asynchronous electric drive, vector control system, speed feedback, parametrical optimization, synthesis.

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovduj I.V., Voloshko A.V., Vinichenko E.V.

EXPERIMENTAL RESEARCH OF ROLLING MILLS MAIN DRIVES WITH RELATED THROUGH THE ROLLED METAL ON TWO-MASS ELECTROMECHANICS SYSTEM STAND.

The method of experimental research of rolling mills main drives with related through the rolled metal as a two-mass electromechanics system for the short line and as a three-mass electromechanics system for the long line on two-mass electromechanics system stand are developed. The example of experimental dynamic characteristics for such system is given.

Index terms – **experimental research, rolling mills, main drives, two-mass electromechanics system stand.**

Kuzmichov I.K.

APPLICATION OF HORN RADIATORS FOR TIME EXCITATION OF OSCILLATIONS IN RESONATORS.

Coherent excitation of oscillations in resonators is realized using of horn ray radiators with the diffraction grating.

Index terms – **horn radiator, resonator, time excitation, reflection coefficient.**

Kundenko N.P., Lupikov V.S.

COMPUTATION OF THE OSCILLATORY SPEED IN A CRYO-PRESERVING ENVIRONMENT.

Analytical parities for computation of oscillatory speed and superfluous pressure, resulting diffractions of an acoustic wave on biological object are received characterizing the cryo-preserving environment.

Index terms – **biological object, acoustic wave, diffractions, modeling.**

Poedinchuk A.Je.

ANALYSIS OF PULSE REFLECTOMETER CHARACTERISTICS AT INTENDED FOR MEASURING OF BIOOBJECTS DIELECTRIC PERMEABILITY.

The analysis of picosecond volt impulses shapers made on tunnel diodes is carried out.

Index terms – **pulse reflektrometr, permittivity, tunnel diode, duration of the pulse front.**

DEVICES AND METHODS OF NOT DESTROYING CONTROL

Gorkunov B.M., Tjupa I.V., Tischenko A.A., Scopenko V.V., Levchenko V.G.

DECISION-MAKING IN PROBLEMS OF THE NOT DESTROYING ELECTROMAGNETIC CONTROL.

Methods for estimation of parameters reliability in objects of electromagnetic not destroying control are offered taking into account regular and casual errors of computation and measurement signals in eddycurrent converter. It is shown, that the approach is applicable for defectology problems, depth control in strengthened layers and quality of welded connections.

Index terms – **electromagnetic not destroying control, parameters, estimation.**

INFORMATION

Chernyshov N.N., Frolov A.V., Shcherbak E.L.

DEPENDENCE OF NUCLEAR PROCESSES SPEED FROM ATOM EXCITATION.

Theoretical possibilities of realization in the future of cold nuclear synthesis are considered in the paper. Various classes of atom radio-activity are considered. The analysis of the weak power processes which are taking place in the physics, astrophysics and technologies of nuclear waste processing is carried out. The great value of nuclea properties change in the ionised atom is noted.

Index terms – **technologies of nuclear waste processing, radio-activity, analysis.**

ВИМОГИ

до оформлення статей у Віснику Національного
технічного університету "ХПІ",
тематичний випуск "**Проблеми удосконалення електричних машин
і апаратів. Теорія і практика**"

Направлення (рубрики) тематичного випуску:

- електричні апарати;
- електричні машини;
- теоретичні основи електротехніки;
- сильні електричні та магнітні поля;
- електричні станції;
- комп'ютерне моделювання;
- використання електротехнологій;
- пристрої та методи неруйнівного контролю;
- електричний транспорт;
- інформація, гіпотези, думки.

Оформлення основних елементів статті – за зразком нижче. Оригінал статті готується в редакторі *Microsoft Word* (2000-2003) на українській / російській мові. Формат листа – А5. Поля: низ – 25 мм, інші – по 20 мм. Між елементами статті інтервал в один порожній рядок 10 pt.

Стаття відправляється в редакцію в друкарському варіанті (1 прим.) та в електронному варіанті по E-mail або на диску (без колонитулів і нумерації сторінок). Друкарський варіант надається на листах білого паперу формату А4 щільністю 80-90 г/м², надрукованих на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi, на одній стороні листа.

Починаючи з 2011 р. всі статті проходять незалежне рецензування з підписом рецензента наприкінці статті.

До статті додаються (по 1 прим.):

1 СУПРОВІДНИЙ ЛИСТ, де вказується направлення (рубрика), за яким рекомендується публікація статті, й перелік документів наведених нижче.

2 АКТ ЕКСПЕРТИЗИ (для громадян України) або офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн).

3 АНОТАЦІЯ АНГЛІЙСЬКОЮ МОВОЮ (приклад приведенний нижче).

4 ДАНІ ПРО АВТОРІВ на мові статті (прізвище, ім'я, по батькові повністю, організація, посада, поштова адреса, телефон, E-mail).

5 КОПІЯ ДОКУМЕНТА ПРО ОПЛАТУ за публікацію.

Друкарські матеріали статті відправляють за адресою:
**Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21,
м. Харків, 61002, Україна.**

Електронний варіант відправляють за адресою:

lupikov@kpi.kharkov.ua

Довідки за тел.:

відповідальний редактор Лупіков Валерій Сергійович

(057) 707 68 64, mob. 0674923709

секретар Себякина Наталія Валентинівна, **mob. 0667353882.**

УДК ... (10 pt)

Б.І. КУЗНЕЦОВ, д-р техн. наук, проф., зав. відділом, НТЦ МТО
НАН України, Харків

Т.Б. НІКИТИНА, канд. техн. наук, докторант, НТУ "ХПІ", Харків

БУАКЛІН МОХАММЕД АЛІ, аспірант, НТУ "ХПІ", Харків

НАЗВА

(10 pt, жирний, вирівнювання по лівому краю з відступом 0,75 см.,
заголовні букви, без перенесень і скорочень)

Текст анотації (9 pt) англійською мовою, до 5 рядків.

Текст анотації (9 pt) російською мовою, до 5 рядків.

Текст анотації (9 pt) українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Вступ. У журналі публікуються результати досліджень і огляди в області електричних машин і апаратів, сильних електричних і магнітних полів, теоретичної електротехніки, електричного транспорту, світлотехніки, що не публікувалися раніше (10 pt).

Мета, завдання дослідження.

Назва розділу і результати розв'язання завдання. Зміст структурується згідно вимогам постанови Президії ВАК України № 7-05/1 від 15.01.2003 р. Стаття складається з розділів, назви яких відображають актуальність і стан проблеми, методи дослідження, результати теоретичних і/або експериментальних досліджень, аналіз результатів, перспективи використання.

Висновки.

Список літератури: література, електронні ресурси.

В кінці статті приводиться фото кожного автора з короткою інформацією (9 pt).

Текст оформляється шрифтом **Times New Roman** 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Абзацні відступи – 0,75 см. Назва розділу оформляється жирними буквами.

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів в редакторі формул **Microsoft Equation**. Розміри (pt): звичайний – 10, крупний індекс – 8, дрібний індекс – 6, крупний символ – 16, дрібний символ – 10. Стиль: текст, змінна – курсив; матриця, вектор – напівжирний курсив; інші – нормальний без нахилу. Формули розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер – праворуч:

$$N = \tau_{u \max} / T_{mi} , \quad (1)$$

де N – ...; $\tau_{u \max}$ – ...; T_{mi} –

Однакові символи в тексті і формулах повинні співпадати.

Ілюстрації (рисунок, фото, діаграми) і *таблиці* (9 pt) оформлюються за зразком, всі пояснення – в тексті. Рисунок оформлюється в редакторі **Microsoft Word** як окремі об'єкти в тексті. Рисунок та таблиці відокремлюються від тексту інтервалом в один порожній рядок 10 pt.

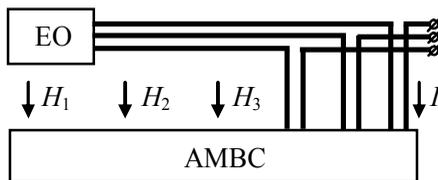


Рис. 3. Структурна схема вимірювань поля.

Таблиця 2 – Параметри сторінки

Поле ліворуч	20 мм
Поле праворуч	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Список літератури оформлюється за зразком, згідно стандарту ДСТУ 7.1-2006.

Посилання на математичні формули, ілюстрації, таблиці, джерела інформації даються за зразком: (1), (2)-(4); рис. 3, рис. 4,а; табл. 2; [5], [2-5]; коли в статті одна таблиця та один рисунок, вони не нумеруються.

Список літератури: 1. *Сосков А.Г., Соскова И.А.* Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. – К: Карвелла, 2005 – 344 с. **2.** *Юферов В.Б., Егоров А.М., Шарый С.В.* и др. Магнитоплазменная регенерация ОЯТ // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. Тематичний вип.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2008. – № 40. – С. 66-83. **3.** Пат. 31677, Україна, МПК G01R 33/00. Пристрій для компенсації змінного магнітного моменту струмів / О.Г. Король, В.С. Лупіков, О.Г. Серeda та ін. – № u200708718. Заявлено 30.06.2007. Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 8. – 3 с. **4.** Бібліотека і доступність інформації у сучасному світі: електронні ресурси в науці, культурі і освіті / Л.Й. Костенко, А.О. Чекарьов, А.Г. Бровкін, І.А. Павлуша // Бібліотечний вісник. – 2003. – № 4. – С. 43. – Режим доступу до журналу: <http://www.nbugov.ua/articles/2003/03klinko.htm>.

Фото авторів (2,5×3 см, не менше 300 dpi). Для кожного автора: прізвище, ім'я, по батькові; вчений ступінь; дати захисту дипломів і дисертацій, місце захисту; місце роботи, посада; короткий опис напрямів наукової діяльності – за зразком, інші відомості – на розсуд автора.



Лупіков Валерій Сергійович, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера, дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричних машин і апарати, відповідно в 1973, 1987 і 2004 рр. Завідувач кафедри "Електричні апарати" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2005 р. Наукові інтереси пов'язані з проблемами фізичних полів електричних апаратів, електромагнітної сумісності технічних засобів, магнетизму технічних об'єктів, магнітною левітацією.

Надійшла до редколегії 24.03.2009

АНОТАЦІЯ АНГЛІЙСЬКОЮ МОВОЮ

Guk A.A.

APPLICATION OF THE THERMAL MODEL TO POWER AUTOTRANSFORMER FOR COMPUTATION OF ITS ELEMENTS HEATING WITH ACCOUNT OF OPERATION MODE.

In clause, the thermal model of power autotransformer is considered. That allows estimating its elements temperature in modes of operation. Comparison of computations on the GOST 14209-96 techniques and the offered thermal model are resulted.

Index terms – power autotransformer, thermal model, computations.

CONTENTS

ELECTRICAL APPARATUS

Boljukh V.F.

Efficiency of an inductive-dynamic device at its "pushing away-braking" running cycle 3

Danko V.G., Goncharov Je.V.

Heat leaking determination in a cryostat of the superconducting fault current limiter 14

Dubovenko K.V.

Influence of plasma load parameters on electrical discharge characteristics in the circuit with inductive energy store 18

Lupikov V.S., Varshamova I.S., Geljarovskaja O.A., Krjukova N.V., Poliakov I.V., Savshenko K.A., Piljugina O.Ju., Rudas Ju.D.

Magnetic field modeling in the automatic switch with transposed conductors 29

Litvinenko V.V., Sokol Je.I., Lupikov V.S., Boljukh V. F, Boljukh E.G., Krjukova N.V., Katkov I.I.

Increase of speed in electric devices of protection using of cryogenic cooling 37

Shwedchikova I.A., Zemzjuln M.A.

Estimation of design parameters in a disk magnetic separator 43

ELECTRICAL MACHINES

Galajko L.P., Gajevskaja N.J.

Size computation in the switched-reluctance induction motor pretended for miner electric locomotives 50

Galajko L.P., Pipich M.V.

Temperature computation of stator windings in dc motor by the finite elements method 55

Zablodsky N. N., Plyugin V.E., Lukyanov N.V.

Influence of mechanical stress on magnetic and electric properties in a the hollow ferromagnetic rotor of a multifunctional electromechanical converter 61

STRONG ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS

Gnatov A.V., Argun Sch.V., Chaplygin Je.A., Drobinin A.M.

Experimental researches of transients in discharge contour of a magnetic pulse unit 67

Zolotariov V.M., Antonec T.Ju., Schebenjuk L.A. To definition of losses in metal protective elements of high-voltage cables with cross-lynked polyethylene	77
Rezinkin O.L., Goncharenko S.V. Stand for research of ferroelectric material characteristics in pulse electric fields.....	83
<i>ELECTROTECHNOLOGIES USEGE</i>	
Akimov L.V., Vishneveckiy K.O., Vishneveckiy Je.O. Polynomial technique of synthesis of ac electric drive with a two-mass mechanical part and vector control.....	89
Akimov L.V., Litvinenko D.G. Synthesis and MDU criterion optimization of vector control system for asynchronous electric drive with speed feedback of a mechanism	97
Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovduj I.V., Voloshko A.V., Vinichenko E.V. Experimental research of rolling mills main drives with related through the rolled metal on two-mass electromechanics system stand.....	107
Kuzmichov I.K. Application of horn radiators for time excitation of oscillations in resonators	116
Kundenko N.P., Lupikov V.S. Computation of the oscillatory speed in a cryo-preserving environment..	120
Poedinchuk A.Je. Analysis of pulse reflectometer characteristics at intended for measuring of bioobjects dielectric permeability.....	126
<i>DEVICES AND METHODS OF NOT DESTROYING CONTROL</i>	
Gorkunov B.M., Tjupa I.V., Tischenko A.A., Scopenko V.V., Levchenko V.G. Decision-making in problems of the not destroying electromagnetic control	130
<i>INFORMATION</i>	
Chernyshov N.N., Frolov A.V., Shcherbak E.L. Dependence of nuclear processes speed from atom excitation	136
ABSTRACTS	141
Call for Papers	147

ЗМІСТ

ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ

Болюх В.Ф.

Эффективность индукционно-динамического устройства в рабочем цикле "отталкивание-торможение" 3

Данько В.Г., Гончаров Є.В

Визначення теплоприпливів в кріостат надпровідного обмежувача струму короткого замикання 14

Дубовенко К.В.

Влияние параметров плазменной нагрузки на характеристики электрического разряда в контуре с индуктивным накопителем энергии 18

Лупиков В.С., Варшамова И.С., Гелярская О.А., Крюкова Н.В., Поляков И.В., Савченко К.А., Пилюгина О.Ю., Рудас Ю.Д.

Моделирование магнитного поля автоматического выключателя с транспонированным токопроводом 29

Литвиненко В.В., Сокол Е.И., Лупиков В.С., Болюх В.Ф., Болюх Е.Г., Крюкова Н.В., Катков И.И.

Повышение быстродействия электрических аппаратов защиты за счет использования криогенного охлаждения 37

Шведчикова И.А., Земзюлин М.А.

Оценка параметров конструкции дискового магнитного сепаратора 43

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

Галайко Л.П., Гаєвська Н.О.

Вибір головних розмірів вентильно-індукторного двигуна для рудничного електровозу 50

Галайко Л.П., Пипич М.В.

Тепловой расчет обмоток статора двигателя постоянного тока для вращающейся печи методом конечных элементов 55

Заблодский Н.Н., Плюгин В.Е., Лукьянов Н.В.

Влияние механических напряжений на магнитные и электрические свойства полого ферромагнитного ротора полифункционального электромеханического преобразователя 61

СИЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ПОЛЯ

Гнатов А.В., Аргун Щ.В., Чаплыгин Е.А., Дробинин А.М.

Экспериментальное исследование переходных процессов в разрядном контуре магнитно-импульсной установки 67

Золотарьов В.М., Антоненць Т.Ю., Щебенюк Л.А. До визначення втрат в металевих захисних елементах високовольтних кабелів із зшитою поліетиленовою ізоляцією	77
Резинкин О. Л., Гончаренко С. В. Стенд для исследования импульсной поляризации сегнетоэлектриков	83
<i>ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЙ</i>	
Акимов Л.В., Вишневецкий К.О., Вишневецкий Е.О. Полиномиальный метод синтеза электропривода переменного тока с двухмассовой механической частью и векторным управлением	89
Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г. Синтез и оптимизация по критерию МДУ системы векторного управления асинхронным электроприводом с обратной связью по скорости механизма	97
Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Волошко А.В., Бовдуй И.В., Виниченко Е.В. Экспериментальное исследование главных приводов прокатных станов с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл на стенде двухмассовой электромеханической системы	107
Кузьмичев И.К. Применение рупорных излучателей для согласованного возбуждения колебаний в резонаторах	116
Кунденко Н.П., Лупиков В.С. Расчеты колебательной скорости в крио-консервируемой среде.....	120
Поединчук А.Е. Анализ характеристик рефлектометрических систем для измерения диэлектрической проницаемости биообъектов	126
<i>ПРИСТРОЇ ТА МЕТОДИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ</i>	
Горкунов Б.М., Тюпа И.В., Тищенко А.А., Скопенко В.В., Левченко В.Г. Принятие решений в задачах электромагнитного неразрушающего контроля.....	130
<i>ІНФОРМАЦІЯ</i>	
Чернышов Н.Н., Фролов А.В., Щербак Е.Л. Зависимость скорости ядерных процессов от возбуждения атомов ..	136
ABSTRACTS	141
Вимоги до оформлення статей	147

Наукове видання

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
"ХПІ"

Збірник наукових праць

Тематичний випуск
"Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів.
Теорія і практика"

№ 3'2012

Науковий редактор д.т.н., проф. *В.С. Лупіков*
Технічні редактори: *Н.В. Себякіна, І.С. Варшамова*

Відповідальний за випуск к.т.н. *І.Б. Обухова*

Обл.-вид. № 61-11

Підп. до друку 14.03.2012 р. Формат 60×84 1/16. Папір офісний.
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 9. Наклад 100 прим. 1-й з-д 1-70.
Зам. № 157. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ "ХПІ".
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 3657 від 24.12.2009 р.
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня НТУ "ХПІ", 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

ISSN 2079-3944. Вісник НТУ "ХПІ". 2012. № 3