

# ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

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

## 12'2011

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.

Л.М. Бесов, 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. Епифанов, 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. Болух, д-р техн. наук, проф.

#### **Ответственный секретарь:**

А.Г. Середа, канд. техн. наук, доц.

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.

В.П. Себко, 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](mailto:lupikov@kpi.kharkov.ua)

Харьков 2011

**Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут"**. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 12. – 181 с.

Випуск приурочений до Міжнародного симпозиуму "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2011), 26 – 28 жовтня 2011 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'2011), October 26-28, 2011, 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'2011), 26 – 28 октября 2011 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 № 4 від 08.04.2011**

© Національний технічний університет "ХПІ", 2011

УДК 621

*Л.В. АВТОНОМОВА*, канд. техн. наук, вед. н. с., НТУ "ХПИ",  
Харьков

### **АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОТЕРМОНАПРЯЖЕННОГО СОСТОЯНИЯ СИЛЬНОТОЧНОГО ГНЕЗДОВОГО ЗАЖИМА**

Запропоновано підхід до аналізу електротермонапруженого стану електричних з'єднань на прикладі V-образного гніздового затискачу. На базі чисельного методу скінченного елемента досліджено вплив напружено деформованого стану на зміни перехідного опору.

Предложен подход к анализу электротермонапряженного состояния электрических соединений на примере V-образного гнездового зажима. На базе численного метода конечного элемента исследовано влияние напряженно деформированного состояния на изменения переходного сопротивления.

**Введение.** Важнейшим элементом каждого электрического аппарата является его контактная система, определяющая надежность, экономичность и долговечность аппарата. Надежность соединительных контактов будет обеспечена, если сопротивление контакта электрическому току будет достаточно стабильно. Факторами, влияющими на работу контактов, являются: переходное сопротивление, температура зоны контакта, температура контактных элементов, температура окружающей среды, контактное усилие, габаритные размеры и интенсивность теплообмена с окружающей средой. Переходным сопротивлением определяется количество теплоты, выделяемое в контакте при данном токе. С повышением температуры зоны контакта увеличивается переходное сопротивление, что вызывает новое повышение температуры и т.д., вплоть до выхода контакта из строя. Следовательно, соединительный контакт должен противостоять как воздействию окружающей среды, так и механическим усилиям температурных деформаций [1]. Уменьшение переходного сопротивления и его стабильность может быть достигнута при повышении уровня контактного поджатия, увеличивающего эффективную площадь электрического контакта. В некоторых случаях при исполнении контактного соединения определенной конфигурации, термоупругие напряжения способст-

вуют увеличению контактного нажатия, что может гарантировать необходимый уровень переходного сопротивления. Так, например, конструктивное исполнение гнездового V-образного зажима, составные детали которого изготовлены из различных металлов, благодаря их термомеханическим свойствам, позволяет стабилизировать рост переходного сопротивления.

**Постановка задачи.** На рис.1 представлена общий вид и схема конструкции такого зажима, в которой обозначены: 1 – латунная планка и прижимной болт, 2 – алюминиевый провод, 3 – медная клемма, 4 – корпус, изготовленный из алюминиевого сплава, обладающие соответствующими механическими и теплофизическими свойствами. Учитывая осевую симметрию конструкции и прижимного давления, анализ его электротермомеханического состояния можно проводить для половины соединения, вводя соответствующие граничные условия симметрии на оси  $Y$  при  $x=0$ .

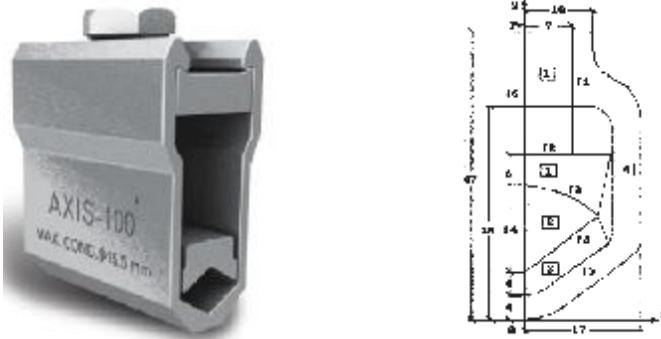


Рис. 1. Общий вид и расчетная схема гнездового зажима.

Для определения электротермонапряженного состояния такого сильноточного гнездового зажима необходимо решать связанную задачу электротермопластичности с соответствующими граничными и начальными условиями [2]. При решении токовой задачи считается, что начальное распределение плотности тока по сечению провода равномерное. Граничные условия для стационарной задачи электрического поля постоянных токов относительно потенциала  $\varphi$ :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} \Big|_{x=0} = 0; \quad (\varphi_1 - \varphi_2) / R_{\text{пер}} = \rho \frac{\partial \varphi}{\partial n} \quad (1)$$

где  $R_{\text{пер}}$  – переходное сопротивление, а  $\rho$  – электропроводность металлов.

Для стационарной задачи теплопроводности граничные условия на оси  $Y$  и внешних границах (конвективный теплообмен со средой) заданы:

$$\partial T / \partial n = 0; \quad \lambda^* \partial T / \partial n = \alpha(T - T_0). \quad (2)$$

На границах  $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$  составных частей гнездового зажима:

$$\lambda^* \partial T / \partial n = (T - T_0) / R_{\text{кт}}, \quad (3)$$

где  $\lambda$  и  $\alpha$  – коэффициенты теплопроводности и линейного расширения металлов. Джоулево выделение тепла при прохождении тока учитывается введением объемных источников.

При решении задачи термоупругопластичности вводится условие закрепления, позволяющее устранить смещение зажима как твердого тела. Осуществление токопередачи между проводом и клеммой (граница  $\Gamma_4$ ) обеспечивается надежным поджатием осевой силой  $P$ , создаваемой моментом затяжки болта.

**Алгоритм решения задачи.** Основная особенность алгоритма решения контактной связанной электротермоупругопластической задачи заключается в итерационном разделении. Алгоритм расчета заключается в следующем:

1. Рассчитывается н.д.с. контактного соединения без токовых и тепловых нагрузок. Определяются величины электрического и термического переходного сопротивления. Поскольку, наиболее инерционным из электромагнитного и термомеханических полей является тепловое, то, прежде всего, необходимо обеспечить устойчивость решения уравнения теплопроводности.

2. Находится решение уравнения электромагнитного поля методом последовательных приближений: после вычисления поля для произвольно заданных постоянных, определяется ток на электродной площадке и начальные значения переменных, которые изменяются пропорционально интегральному току, заданного на электроде. Расчет электромагнитного поля выполняется в квазистатическом приближении.

3. По найденному распределению плотности тока определяются плотности источников джоулева тепловыделения. Определяется напряженно-деформированное состояние (н.д.с.) по найденному распределению температур и внешних усилий.

4. Результирующее напряженно-деформированное состояние влияет на величину контактного сопротивления как электрического, так и теплового, что также вызывает изменение распределения токов и температур в зоне электрического контакта. Из-за изменения этих параметров необходимо выполнять дополнительный цикл итераций по расчету электромагнитного и теплового полей.

5. Расчет электрического и теплового полей завершается, когда различие в распределении при последующих итерациях пренебрежимо мало (итерации выполняются по минимизации ошибки расчета тепло-

вого поля). После чего рассчитывается окончательно н.д.с. контактного соединения, включая определение зон контактирования и пластичности, и переходное сопротивление контакта.

**Численная реализация.** Задача электромагнитотермопластичности с учетом ее связанности решалась методом конечных элементов и результаты сравнивались с данными тензометрических исследований. При решении была получена зависимость линейных деформаций  $\epsilon$  от момента  $M$  затяжки болта равного 3кГм, представленная на рис. 2 (экспериментальная зависимость отмечена кружочками, а расчетная прямоугольниками). Как видно, зависимость носит убывающий характер, т.е. во внешней стенке зажима возникают напряжения сжатия.

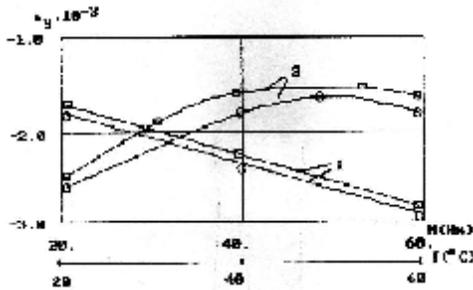


Рис. 2. Зависимость деформации в стенке корпуса от момента затяжки и температуры зажима.

Боковая стенка зажима при данной схеме нагружения испытывает воздействие растягивающей силы  $P$ , создаваемой нажатием болта на планку, и изгибающего момента, создаваемого силой  $P$  на плече, равном половине ширины зажима. Напряжения сжатия от изгибающего момента превышают напряжения растяжения от растягивающего усилия. Зависимость изменения результирующих деформаций при нагреве корпуса от протекающего тока представлена кривой 2.

Нагрев контактного соединения, затянутого моментом 3кГм, производился пропусканием тока  $0,5-1,4 I_{ном}$  до установившейся температуры. Как видно из графика при нагреве на  $40^{\circ}\text{C}$  деформации сжатия убывают по абсолютной величине по линейному закону, а затем с увеличением температуры несколько увеличиваются, что приводит к стабилизации переходного сопротивления.

На рис. 3 приведены графики распределения напряжения  $\sigma_y$  по сечению I-I при нагреве корпуса гнездового зажима на  $20^{\circ}\text{C}$ ,  $40^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$ . соот-

ветственно. Наблюдается характерный спад сжимающих напряжений при 40°C и далее нарастание сжатия волокон при 80°C, т.е. рост сопротивления  $R_{пер}$  при нагреве на 40°C и стабилизация при нагреве на 80°C. Однако с появлением пластического деформирования корпуса гнездового зажима уменьшается поджатие прижимного болта, что может привести к росту переходного сопротивления на границе  $\Gamma_4$  и нарушению токопередачи между клеммой и проводом. Рост величины тока приводит к углублению зон пластического деформирования, размер которых практически пропорционален плотности протекающего тока.

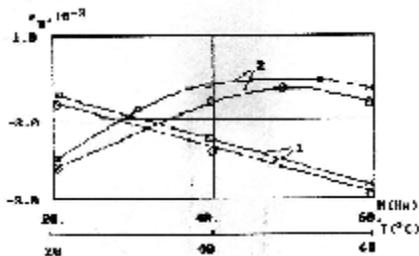


Рис. 3. Зависимость деформации в стенке корпуса от момента затяжки и температуры зажима.

**Выводы.** Для того, чтобы в процессе работы гнездового сильноточного зажима происходила стабилизация переходного сопротивления и режим пропускания тока не нарушался, необходимо обеспечить упругое напряженно-деформированное состояние в процессе работы при соответствующем сочетании материалов составных частей, начального прижимного усилия и величины тока. Эффективно проведение предварительных расчетов для электрических соединений, подвергающихся воздействию интенсивных связанных электротермомеханических полей, что позволит рекомендовать его эксплуатационные параметры, обеспечивающие необходимый срок службы при гарантированной работоспособности.

**Список литературы:** 1. Дзекцер Н.Н., Висленев Ю.С. Многоамперные контактные соединения. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 128 с. 2. Ким Е.И., Омельченко В.Т., Харин С.Н. Математические модели тепловых процессов электрических контактов. – Алма-Ата: Наука КазССР, 1977. – 236 с.

*Поступила в редколлегию 31.01.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Луников В.С.*

**В.Ф. БОЛЮХ**, д.т.н., проф., НТУ "ХПІ", Харків  
**О.І. ВІННИЧЕНКО**, провідний інженер, ННЦ " Інститут метрології",  
Харків

## **УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДУ МЕТРОЛОГІЧНОЇ АТЕСТАЦІЇ ГРАВИМЕТРИЧНОГО ПУНКТУ ДЕРЖАВНОЇ ФУНДАМЕНТАЛЬНОЇ МЕРЕЖІ**

Запропоновано метод вимірювання абсолютного значення та вертикального градієнта прискорення вільного падіння без механічних переміщень, що необхідно для метрологічної атестації гравіметричного пункту Державної фундаментальної мережі. Зміна висоти підкидання пробного тіла здійснюється шляхом регулювання напруги збудження лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача індукційно-динамічного типу.

Предложен метод измерения абсолютного значения и вертикального градиента ускорения свободного падения без механических перемещений, что необходимо для метрологической аттестации гравиметрического пункта Государственной фундаментальной сети. Изменение высоты подбрасывания пробного тела осуществляется путем регулирования напряжения возбуждения линейного импульсного электромеханического преобразователя индукционно-динамического типа.

**Вступ.** Основним науковим завданням, яке розв'язується за допомогою фундаментальної гравіметричної мережі, є вивчення змін гравітаційного поля Землі у часі. Для цього на фундаментальних пунктах, розташовуваних у різних геолого-тектонічних регіонах, систематично вимірюються абсолютні й відносні значення прискорення вільного падіння (ПВП). Для високоточних вимірювань абсолютного значення ПВП з наступною редукцією обмірюваного значення на рівень фундаменту пункту застосовуються балістичні гравіметри (БГ), в яких здійснюється підкидання пробного тіла (ПТ), що є елементом лазерно-оптичної системи вимірювань.

Питанням редукції присвячена значна кількість робіт, що пояснюється важливістю проблеми та відсутністю задовільного рішення [1-5]. Складність проблеми редукування абсолютного значення ПВП на гравіметричному пункті Державної фундаментальної мережі полягає в тому, що при переносі обчисленого ПВП із однієї точки (на ефективній висоті гравіметра) в іншу (на рівень фундаменту) необхідно знати, як змінюється напруженість силового поля Землі в пункті спостереження.

Розглянемо методику діючої метрологічної атестації гравіметричного пункту Державної фундаментальної мережі.

*Вимір абсолютного значення і вертикального градієнта ПВП за діючою методикою.* Метрологічна атестація гравіметричного пункту Державної фундаментальної мережі проводиться відповідно до ДСТУ 3215-95 [6]. Гравіметричний пункт відповідно до ДСТУ 3382-96 [7] відноситься до робочих еталонів 1 розряду. Задачею метрологічної атестації є визначення абсолютного значення прискорення вільного падіння на рівні фундаменту з похибкою, що не перевищує 30 мкГал.



Рис. 1. Транспортбельний балістичний гравіметр.

Виміри проводяться на транспортабельному балістичному гравіметрі симетричним способом при визначенні інтервалів шляху й часу, пройденим ПТ на висхідній та спадній траєкторіях вільного руху (рис. 1). Основними елементами БГ є прилад динамічний, в якому здійснюється підкидання ПТ, і лазерний інтерферометр, який з ним оптично взаємодіє. Абсолютне значення та вертикальний градієнт ПВП визначаються в наступній послідовності (рис. 2).

Спочатку прилад динамічний встановлюють на рівні фундаменту (положення А) і визначають абсолютне значення ПВП  $\overline{g}_A$ . Потім прилад піднімають на технологічну підставку (положення Б) з висотою  $h_{ПД}$  над рівнем фундаменту і проводять вимір ПВП  $\overline{g}_B$ . За результатами вимірів визначають ПВП

$$\overline{g} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \overline{g}_i, \quad (1)$$

де  $\overline{g}$  – результат  $i$ -ої серії вимірювання;  $M$  – кількість серій вимірювань.

Вертикальний градієнт ПВП визначається за формулою:

$$\gamma = \frac{\overline{g}_A - \overline{g}_B}{h_{ПД}}, \quad (2)$$

де  $\overline{g}_A$  – абсолютне значення ПВП на рівні фундаменту (положення А);

$\overline{g}_B$  – абсолютне значення ПВП на збільшеній висоті (положення Б).

Редукція абсолютного значення ПВП, отриманого для ефективною

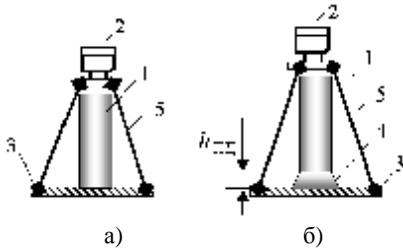


Рис. 2. Схема вимірів транспортбельним балістичним гравіметром: а) положення А; б) положення Б: 1 – прилад динамічний; 2 – інтерферометр лазерний; 3 – фундамент; 4 – технологічна підставка; 5 – тринога.

висоти гравіметра  $h_{eff}$ , на рівень фундаменту дорівнює:

$$\bar{g}_n = \bar{g}_A + \Delta g_\gamma, \quad (3)$$

де  $\Delta g_\gamma$  – поправка за вертикальний градієнт ПВП:

$$\Delta g_\gamma = h_{eff} \times \gamma. \quad (4)$$

За даною методикою висота лазерного інтерферометра змінюється регульованою триногою. Результати вимірів, виконаних за допомогою БГ різних конструкцій, показують, що величина похибки ПВП істотно змінюється залежно від умов виміру і застосованих технічних засобів [8, 9]. Для одержання мінімальної похибки необхідно, щоб механізми, що впливають на результати вимірів, не змінювалися із часом, тобто щоб були відсутні переміщення елементів БГ [10].

**Мета роботи** полягає в розробці методу вимірювання абсолютно значення та вертикального градієнта прискорення вільного падіння без механічних переміщень.

**Метод зміни траєкторії руху пробного тіла без механічних переміщень.** Розглянемо катапульту БГ на базі лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача індукційно-динамічного типу для реалізації багаторівневого симетричного способу виміру ПВП і його вертикального градієнта. Зазначений електромеханічний перетворювач забезпечує безконтактну взаємодію й вертикальне переміщення якоря з ПТ за рахунок магнітного поля нерухливого індуктора, що збуджується від імпульсного джерела – зарядженого ємнісного накопичувача (рис. 3) [11].

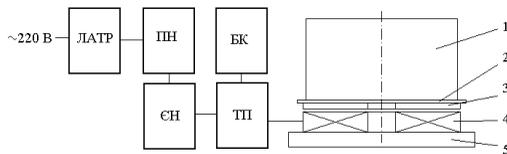


Рис. 3. Блок-схема катапульти: ЛАТР – лабораторний автотрансформатор; ПН – помножувач напруги; ЄН – ємнісний накопичувач; БК – блок керування; ТП – тиристорний перетворювач; 1 – пробне тіло; 2 – силова пластина; 3 – якорь електропровідний; 4 – обмотка індуктора; 5 – опора.

Електронна схема формує однополярний імпульс струму в індук-

торі, по закінченні якого відбувається перезарядження ємнісного накопичувача до напруги, зниженої стосовно вихідної. Другий імпульс струму в індукторі формується при наближенні якоря до індуктора й забезпечує електродинамічне гальмування якоря, запобігаючи жорсткому удару його об індуктор (рис. 4).

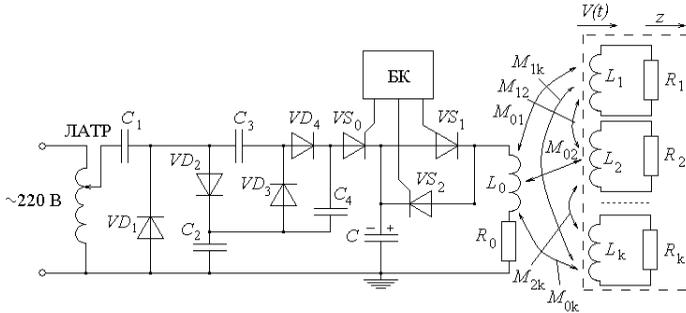


Рис.4. Електрична схема управління катапульті БГ.

Змінна напруга подається на лабораторний автотрансформатор ЛАТР, випрямлюється і збільшується в задане число раз. Після надходження сигналу з блоку керування БК на тиристор  $VS_0$  ємнісний накопичувач  $C$  заряджається. При надходженні сигналу на тиристор  $VS_1$  здійснюється розряд ємнісного накопичувача на індуктор. Магнітне поле індуктора наводить в електропровідному якорі вихрові струми, взаємодія яких з магнітним полем приводить до виникнення електродинамічної сили, яка здійснює підкидання якоря із ПТ. При падінні якоря в певний момент часу (на відстані магнітної взаємодії з індуктором) на тиристор  $VS_2$  з блоку керування БК надходить сигнал і виникає електродинамічна сила, що гальмує якір.

При роботі катапульті в диску електропровідного якоря виникає істотна нерівномірність розподілу індукваного струму. Для врахування цього в математичній моделі якір представляється сукупністю елементарних короткозамкнених контурів, рівномірно розподілених по поверхні диска, а багатовитковий індуктор – первинним контуром, приєднаним до ємнісного накопичувача енергії. Електричні процеси описуються системою диференціальних рівнянь [12]:

$$R_0(T_0) \cdot i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_0 dt + M_{01}(z) \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{0k}(z) \times \\ \times \frac{di_k}{dt} + V(t) \left( i_1 \frac{dM_{01}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{0k}}{dz} \right) = U_0 ;$$

$$\begin{aligned}
& R_1(T_1) \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{01}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1k} \frac{di_k}{dt} + \\
& + V(t) \left( i_0 \frac{dM_{01}}{dz} + i_2 \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{1k}}{dz} \right) = 0; \quad (5) \\
& R_k(T_k) \cdot i_k + L_k \frac{di_k}{dt} + M_{0k}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{1k} \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{k-1k} \times \\
& \times \frac{di_{k-1}}{dt} + V(t) \left( i_0 \frac{dM_{0k}}{dz} + i_1 \frac{dM_{1k}}{dz} + \dots + i_{k-1} \frac{dM_{k-1k}}{dz} \right) = 0,
\end{aligned}$$

де  $i_0, L_0, R_0$  – відповідно струм, індуктивність і опір обмотки індуктора;  $i_k, L_k, R_k$  – відповідно струм, індуктивність і опір елементарного короткозамкненого  $k$ -го контуру якоря, що переміщається зі швидкістю  $V(t)$  уздовж осі  $z$  щодо індуктора;  $M_{kp}$  – взаємні індуктивності між відповідними струмовими контурами ( $k^1 p$ );  $T_k$  – температура  $k$ -го струмового контуру;  $C, U_0$  – відповідно ємність і напруга ємнісного накопичувача.

При близькому взаємному розташуванні активних елементів перетворювача струми і діючі на них електродинамічні сили в значній мірі визначаються точністю розрахунку величин само- і взаємні індукції. Аналогічна ситуація виникає і при нерівномірному розподіленні струмів по поперечному перетину якоря. Виходячи з цього, доцільно усі струмові елементи розбивати на ряд елементарних котушок з малими розмірами поперечного перетину відносно діаметра з однородною густиною струму. Індуктивність  $p$ -го і його взаємні індуктивність з  $q$ -им елементом представляються у вигляді [13]

$$L_p = \sum_{n=1}^N L_n + \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N M_{nm}, \quad m \neq n; \quad M_{pq} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=N+1}^{N+P} M_{nm}, \quad (6)$$

де  $N, P$  – кількість елементарних котушок прямокутного перерізу, на які розбиваються  $p$ -ий і  $q$ -ий елементи;  $L_n$  – власна індуктивність  $n$ -ої елементарної котушки;  $M_{nm}$  – взаємна індуктивність  $n$ -ої і  $m$ -ої елементарних котушок.

Величину індуктивності  $L_n$  визначають за формулою [14]

$$\begin{aligned}
L_n = & \frac{2\mu_0 w_n^2}{(b_{n2} - b_{n1})^2 (r_{n2} - r_{n1})^2} \int_{b_{n1}}^{b_{n2}} \int_{r_{n1}}^{r_{n2}} \int_{r_{n1}}^{r_{n2}} r^\odot \sum_{\gamma=1}^2 (-1)^\gamma \frac{z - b_{n\gamma}}{\sqrt{(z - b_{n\gamma})^2 + (r + r^\odot)^2}} \times \\
& \times \left\{ \frac{K(k_\gamma) - E(k_\gamma)}{k_\gamma^2} + 0,25 \frac{(r - r')^2}{r' r} [K(k_\gamma) - \Pi(h, k_\gamma)] \right\} dr' dz, \quad (7)
\end{aligned}$$

де  $K(k_\gamma), E(k_\gamma), \Pi(h, k_\gamma)$  – повні еліптичні інтеграли першого, дру-

гого і третього роду;  $k_\gamma = 2\sqrt{r' r \left[ (z - b_{n1})^2 + (r + r')^2 \right]^{-1}}$  – модуль еліптичних інтегралів;  $h = 4r' r (r + r')^{-2}$  – параметр еліптичного інтеграла;  $w_n$  – кількість витків  $n$ -ої котушки;  $b_{n1}$ ,  $b_{n2}$  – мінімальний і максимальний аксіальні розміри  $n$ -ої елементарної котушки;  $r_{n1}$ ,  $r_{n2}$  – мінімальний і максимальний радіальні розміри  $n$ -ої елементарної котушки.

Величина взаємодуктивності між  $n$ -ою і  $m$ -ою елементарними котушками визначається за методом розкладання в ряд Тейлора [13]

$$M_{nm} = \frac{w_n w_m}{6} \left[ \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 M^*(z, r_{ni}, r_{mj}) - 2M^*(z, r_n, r_m) + \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 M^*(z_{ij}, r_n, r_m) \right],$$

де  $M^* = \mu_0 \sqrt{r_{ni} r_{mj}} \left[ (2/k_\gamma - k_\gamma) K(k_\gamma) - 2E(k_\gamma)/k_\gamma \right]$ ;

$z_{ij} = (b_{n2} - b_{n1})(3 - 2j)$ ;  $r_{xy} = r_{x2}(3,5 - 2y) + r_{x1}(2y - 2,5)$ ;  $y = i, j$ ;  $x = n, m$ ;  $r_x = (r_{x2} + r_{x1})/2$ ;  $w_m$  – кількість витків  $m$ -ої котушки.

При необхідності для розрахунку величин само- і взаємодуктивностей використовуються більш складні вирази, які враховують крок намотки, нерівномірність розподілу струму, перерозподіл полів в обмотці [15].

Аксіальне переміщення якоря  $\Delta Z$  з ПТ виникає під дією електродинамічної сили

$$f_z(t) = i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz}(z). \quad (8)$$

Швидкість якоря можна представити у вигляді рекурентного співвідношення:

$$V(t_{n+1}) = V(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{m_1 + m_2} i_0(t_n) \cdot \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz} - g(m_1 + m_2), \quad (9)$$

де  $m_1$ ,  $m_2$  – маса якоря й ПТ, відповідно.

Для визначення температури індуктора або якоря використовується нелінійне рівняння теплопровідності

$$c^*(T) \cdot \gamma \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_w(T) \left( \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + j^2(t) \cdot k_z \cdot \rho(T), \quad (10)$$

де  $c^*(T)$  – усереднена питома теплоємність;  $\gamma$  – усереднена щільність матеріалу;  $j(t)$  – щільність струму;  $\lambda_w(T)$  – коефіцієнт теплопровідності;  $k_z$  – коефіцієнт заповнення індуктора;  $\rho(T)$  – питомий опір.

Оскільки на величину струму індуктора істотно впливають теплові параметри, то оцінку тривалості протікання струму густиною  $j$  по

провіднику, що знаходиться при температурі  $T_0$  в умовах близьких до адіабатичного нагріву можна виконати, припускаючи лінійні залежності питомого опору і теплоємності від температури:

$$\rho(T) = \rho(T_0) [1 + \alpha_\rho (T - T_0)]; \quad c(T) = c(T_0) [1 + \alpha_c (T - T_0)]. \quad (11)$$

Керування катапультою (висотою підкидання ПТ), основні параметри якої представлені в табл. 1, легко здійснюється зміною напруги заряду ємнісного накопичувача за допомогою ЛАТРа.

Таблиця 1 – Основні параметри катапульти

Параметр	Величина
Зовнішній діаметр індуктора, мм	55
Внутрішній діаметр індуктора, мм	5
Висота індуктора, мм	5
Зовнішній діаметр якоря, мм	55
Внутрішній діаметр якоря, мм	1
Висота якоря, мм	2,0
Початкова відстань між індуктором і якорем, мм	0,5
Число витків в індукторі, шт	12
Переріз витка індуктора (мідна шина), мм <sup>2</sup>	1,8×4,8
Маса виконавчого елемента, кг	0,12
Ємність накопичувача, мкФ	400
Зарядна напруга накопичувача, В	300...700

На рис. 5 представлені електромеханічні характеристики катапульти, отримані при різних значеннях напруги заряду ємнісного накопичувача. Під дією отриманої швидкості якір із ПТ починає вертикально переміщатися (рис.б). При цьому висота підкидання якоря й час польоту нелінійно зростають при підвищенні напруги ємнісного накопичувача.

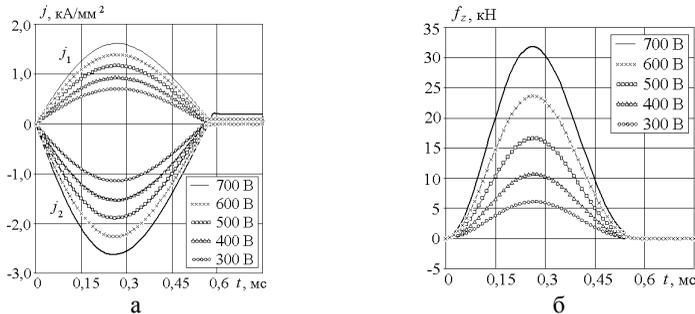


Рис. 5. Щільності струму в індукторі  $j_1$  і якорі  $j_2$  (а) та аксіальні сили, що діють на якір  $f_z$  (б)

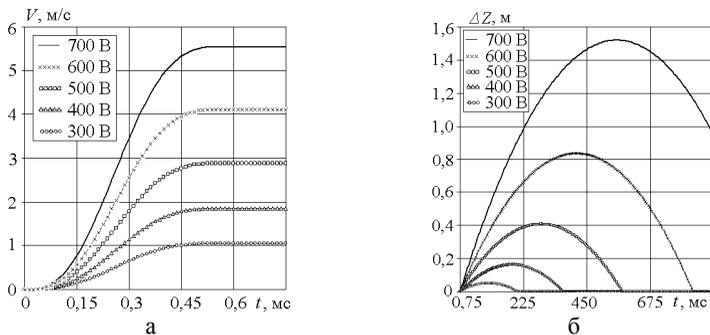


Рис. 6. Швидкість (а) та переміщення (б) якоря із пробним тілом.

Таким чином, запропоновано метод метрологічної атестації гравіметричного пункту Державної фундаментальної мережі, в якому відсутні переміщення основних елементів. За рахунок цього забезпечується підвищення точності вимірювання вертикального градієнта та абсолютного значення прискорення вільного падіння.

**Висновки.** Застосування катапульты у балістичному гравіметрі на базі лінійного електромеханічного перетворювача індукційно-динамічного типу дозволить підвищити точність виміру при метрологічній атестації гравіметричних пунктів Державної фундаментальної мережі й розширить область застосування гравіметрів.

Запропоновано для катапульты використовувати електромеханічний перетворювач, який забезпечує безконтактну взаємодію й вертикальне переміщення якоря з пробним тілом за рахунок магнітного поля нерухливого індуктора. Запропонована електронна схема збудження перетворювача, яка формує однополярний однопівперіодний імпульс струму в індукторі. Другий імпульс струму формується при наближенні якоря до індуктора й забезпечує електродинамічне гальмування якоря. Регулювання висоти підкидання пробного тіла здійснюється за допомогою зміни зарядної напруги ємнісного накопичувача.

**Список літератури:** 1. Грушинский Н.П. Основы гравиметрии. – М.: Наука, 1983. – 356 с. 2. Маслов А.В., Гладина Е.Ф., Костик В.А. – М.: Геодезия, 1986. – 416 с. 3. Сагитов М.У. Постоянная тяготения и масса Земли. – М.: Наука, 1969. – 188 с. 4. Определение силы тяжести на море / Под ред. Н.П. Грушинского. – М.: Недра, 1970. – 248 с. 5. Измерение силы тяжести / Под ред. Ю.Д. Буланже. – М.: Наука, 1981. – 96 с. 6. ДСТУ 3215-95. Метрологічна атестація засобів вимірювальної техніки. Організація та порядок проведення. 7. ДСТУ 3382-96. Державна повірочна схема для засобів вимірювань прискорення сили

ваги. **8. Юзефович А.П.** Гравиметрия / Итоги науки и техники. Геодезия и аэросъемка. – М.: Наука, 1987. – Т. 25. – С. 3-71. **9.** Абсолютные определения ускорения силы тяжести: Обзорная информация / С.С. Бондарев и др. – М.: Наука, 1986. – 52 с. **10. Левин Д.М., Кутепов В.С., Антонов В.Ф.** Статистический анализ погрешностей гравиметрических измерений // Измерительная техника. – 1997. – №7 – С. 3-5. **11. Боллох В.Ф., Даныко В.Г.** Лінійні електро-механічні перетворювачі імпульсної дії. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2006. – 260 с. **12. Боллох В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Шукін І.С.** Синтез параметров высокоэффективного электромеханического преобразователя ударного действия // Технічна електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – 2008. – Ч. 2. – С. 63-68. **13. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А.** Расчет индуктивностей: Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с. **14.** Расчет электрических цепей и электромагнитных полей на ЭВМ / М.Г. Александрова, А.Н. Белянин, В. Брюкнер и др./ Под ред. Л.В. Данилова, Е.С. Филиппова. – М.: Радио и связь, 1983. – 344 с. **15. Алиевский Б.Л., Октябрьский А.М., Орлов В.Л.** Расчет параметров магнитных полей осесимметричных катушек. – М.: Изд-во МАИ, 1999. – 320 с.



**Боллох Владимир Федорович**, профессор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера за фахом "Кріогенна техніка" в 1979 р., дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1987 і 2003 рр. Професор кафедри "Загальна електротехніка" Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" з 2004 р. Наукові інтереси пов'язані з лінійними електро-механічними перетворювачами імпульсної дії, кріогенними і надпровідниковими електро-механічними пристроями.



**Вінніченко Олександр Іванович**, провідний інженер ННЦ "Інститут метрології". Захистив диплом інженера за фахом "Фізика металів" в 1981 р. в Харківському політехнічному інституті. Наукові інтереси пов'язані з методами визначення прискорення вільного падіння за допомогою балістичних гравіметрів.

*Надійшла до редколегії 14.03.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Лушков В.С.*

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

**СПОСОБ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИИ  
ВНЕШНЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ С  
НЕСИНУСОИДАЛЬНЫМИ ТОКАМИ**

Приведено опис способу автоматичної компенсації змінного магнітного поля, що створюється електроустаткуванням з несинусоїдальними струмами силового кола. Спосіб передбачає незалежне формування двох сигналів у вигляді лінійних комбінацій окремо для синусних і косинусних складових струмів силового кола, що спрощує регулювання гармонійних складових поля при налагодженні.

Приведено описание способа автоматической компенсации переменного магнитного поля, создаваемого электрооборудованием с несинусоидальными токами силовой цепи. Способ предусматривает независимое формирование двух сигналов в виде линейных комбинаций отдельно для синусных и косинусных составляющих токов силовой цепи, что упрощает регулировку гармонических составляющих поля при настройке.

**Введение.** Проблемы электромагнитной совместимости технических средств [1-4] и экологической безопасности являются актуальными [5] и одним из путей их решения является снижение внешнего магнитного поля (ВМП) с помощью параметрических систем автоматической компенсации (САК) [6, 7]. Анализ источников переменного магнитного поля технических средств показывает, что в большинстве случаев это поле создается на частоте сети и изменяется во времени по несинусоидальному закону. Отличие от синусоидальности объясняется наличием нелинейных зависимостей токов и напряжений технических средств. В частности, в распределительных устройствах (РУ) это отличие от синусоидальности можно объяснить наличием полупроводниковых приборов (тиристоров) в силовой цепи [8, 9], либо наличием трансформаторов и реакторов в цепи нагрузки, нелинейные свойства ферромагнитных материалов которых определяют нелинейный характер РУ как источников ВМП [10]. Основываясь на гармоническом анализе токов и напряжений силовой цепи, в настоящее время разработаны способы, которые предполагают настройку САК для каждой гармонической составляющей на магнитоизмерительном стенде. В большинстве случаев настройка предполагает регулировку составляющих

гармонических сигналов по амплитуде и фазе. Поскольку таких гармонических составляющих может быть много (3, 6, а теоретически это число стремится к бесконечности), возникают сложности инструментальной реализации таких способов. Это связано с необходимостью использования при настройке нескольких различных приборов (анализаторов гармоник в различном диапазоне и измерителей фаз на различных частотах).

**Цель работы** – на основе анализа известных способов автоматической компенсации разработать упрощенный более точный способ компенсации ВМП.

**Анализ известных способов.** Известен способ компенсации ВМП РУ с помощью параметрической САК [10]. Последняя содержит первичные преобразователи независимых параметров РУ, которые определяют его магнитное поле, программное устройство для формирования и регулирования силы токов компенсации, источник питания с тремя каналами регулирования для усиления по мощности и регулирования токов компенсации соответственно каждой из трех пространственных компонент магнитного поля, систему электромагнитов компенсаторов (ЭК) (компенсационных обмоток), токи которых и создают магнитное поле, которое имеет компоненты в трех ортогональных пространственных направлениях и компенсирует поле создаваемое токами РУ. Способ включает измерение независимых параметров РУ, формирования сигналов токов ЭК по каждому из пространственных направлений по определенным алгоритмам в зависимости от величин независимых параметров, измерения составляющих компонент напряженности ВМП при одновременно включенных РУ и соответственных этим компонентам ЭК, регулирования сигналов токов в зависимости от измеренных составляющих компонент напряженности ВМП в процессе стендовой настройки САК, усиления сигналов токов компенсации по каждому из пространственных направлений по мощности и питания сформированными токами ЭК САК при работе РУ. Как независимые параметры используются токи независимых контуров силовой цепи, напряжения на элементах этих контуров, намагниченность элементов ферромагнитных систем РУ. Недостатком известного способа есть большое количество независимых параметров и сложные алгоритмы формирования токов компенсации в зависимости от этих параметров.

Известен также способ, реализованный в виде САК переменного ВМП (момента), создаваемого токами при работе трехфазного РУ, которое содержит множество трехфазных фидеров [8]. Способ реализо-

ван в виде параметрической САК магнитного момента (ММ), который характеризует с заданной точностью трехфазное РУ как источник ВМП на расстояниях более 3-5 габаритов. В состав САК входят: первичные преобразователи токов, включенные в разрывы проводников двух из трех фаз для всех фидеров, однотипные устройства обработки их сигналов, которые содержат фазосдвигающие устройства и регулируемые усилители тока, число которых равно удвоенному числу фидеров трехфазного РУ, последовательно включенные сумматор, регулируемый усилитель мощности и ЭК (или обмотка компенсации) для каждой из трех пространственных компонент вектора ММ, который нужно компенсировать. Известный способ включает измерение токов двух фаз каждого из трехфазных фидеров, формирование из них токов ЭК по каждой из пространственных направлений в виде линейных зависимостей от величин токов фидеров трехфазного РУ, предварительное измерение при стеновой настройке САК составляющих компонент ММ при одновременно включенных трехфазном РУ и ЭК, оси которых соответствуют этим компонентам, регулирование по фазе, величины и усиление мощности сигналов токов компенсации по каждой из пространственных направлений, и питание сформированными токами ЭК при работе трехфазного РУ. В сравнении с предыдущим, этот способ имеет меньшее количество независимых параметров, ограниченное только токами контуров силовой цепи трехфазного РУ и более простой алгоритм формирования токов ЭК за счет использования линейной функции этих токов от токов независимых контуров силовой цепи. Способ имеет существенный недостаток: его использование возможно только в случаях, если токи РУ являются синусоидальными. Поэтому его использование возможно только тогда, когда известна априорная информация именно для такого случая.

Анализ этих методов показывает, что для компенсации каждой гармонической составляющей поля требуется регулировка амплитуды и фазы каждого сигнала компенсации, что является недостатком известных методов.

**Предлагаемый способ компенсации ВМП.** Для преодоления недостатков известных способов предлагается проводить компенсацию ВМП для каждой гармонической составляющей токов, используя ее косинусную и синусную составляющую. При этом операция регулировки по фазе каждой гармонической составляющей сводится к регулировке по амплитуде синусной и косинусной составляющей. При этом для реализации способа при настройке САК не требуется измерение фаз составляющих с помощью фазометра. За счет этого обеспечи-

ваются упрощение способа компенсации. Кроме того, существующие приборы измерения фаз (фазометры), в большинстве случаев имеют существенно большую погрешность (на порядок и более), чем измерители амплитуды.

Структура параметрической САК, реализующей предложенный способ компенсации ВМП, представлена на рис. 1. Обозначения на схеме: 1 – первичный преобразователь тока (датчик тока ДТ), коэффициент передачи которого  $1/p$  и количество которых определяет количество  $K$  независимых контуров силовой цепи; 2 – программное устройство ПУ; 3 – блок фильтров БФ для фиксированного числа  $N$  частотных составляющих токов; 4 – устройство ортогонального разложения УОР входного сигнала на синусные и косинусные составляющие для каждой гармоники; 5 – усилитель тока УТ, коэффициент усиления которого можно регулировать; 6 – сумматор  $S$  сигналов (токов); 7 – эталон сдвига фазы ЭФ; 8 – усилитель мощности УМ с коэффициентом усиления  $p$  и заданным набором параметров (амплитуд  $N$  гармоник токов); 9 – электромагнит-компенсатор ЭК;  $x, y, z$  – каналы регулирования соответствующие конструктивным осям РУ.

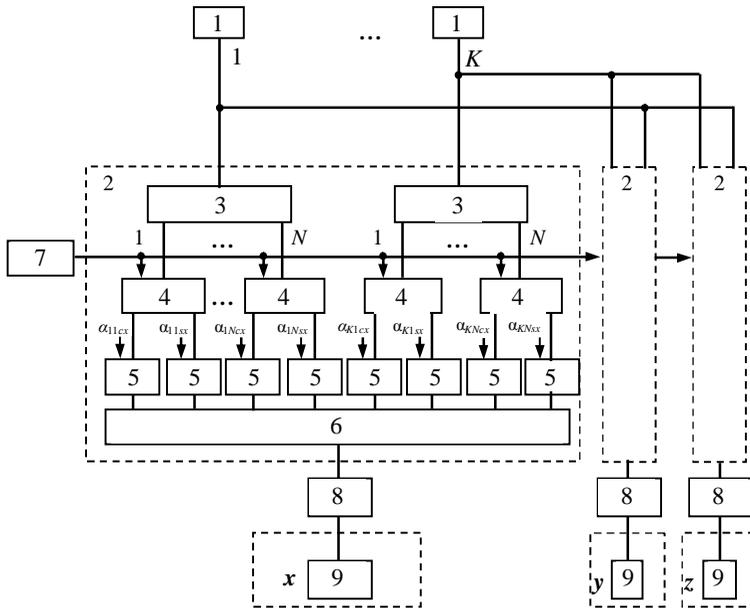


Рис. 1. Блок-схема параметрической САК.

Однотипные первичные преобразователи тока 1 трехфазного РУ включены по одному в цепь каждого из  $K$ -независимых контуров его силовой цепи. Каждое из программных устройств 2, число которых соответствует числу каналов регулирования и равен трем, содержит: блок фильтров 3 с  $N$  выходами;  $N$  устройств ортогонального разложения входного электрического сигнала 4;  $2N$  усилителей тока 5 с регулирурованными коэффициентами усиления и сумматор 6. Выходы преобразователей 1 соединены с входами блоков 3. Каждый из  $N$  блоков фильтров совмещен с первым входом устройства 4, а его второй вход соединен с входом эталона сдвига фаз 7. Однотипные устройства ортогонального разложения имеют по два выхода – "косинусный" и "синусный". Сигнал каждого из этих выходов через усилитель 5 поступает на вход сумматора. Выход последнего, через усилитель мощности 8, соединен с входными зажимами катушки ЭК 9 соответствующего канала регулирования.

Способ реализуется следующим образом. Первичные преобразователи 1 электрического тока производят измерение токов независимых контуров силовой цепи трехфазного РУ. Например, измеряют токи двух его фаз каждого из трехфазных фидеров. На своем выходе каждый первичный преобразователь тока формирует электрический сигнал (ток), который пропорционален току независимого контура. Далее сигнал с выхода первичного преобразователя поступает в программное устройство 2, где в блоке фильтров 3 происходит его разделение (преобразование) на фиксированное число  $N$  гармонических составляющих, частота которых кратна частоте  $\omega$  сети питания трехфазного РУ. Для определенности положим, что число гармонических составляющих ограничивается шестью,  $N \leq 6$ . Устройство ортогонального разложения 4 обеспечивает разложение каждого из входных сигналов фиксированной частоты  $n\omega$  на косинусную и синусную составляющие. С помощью эталона сдвига фазы 7 происходит отсчет сдвига фаз всех гармонических составляющих тока. В усилителях тока 5 происходит регулирование амплитуд  $I_{mknc}$ ,  $I_{mkns}$  сформированных косинусных и синусных составляющих токов путем определения их величин в соответствии с соотношением:

$$\alpha_{kncu} = \frac{I_{mknc} \cdot S_{ku}}{I_u \cdot w_u \cdot S_u}; \alpha_{knsu} = \frac{I_{mkns} \cdot S_{ku}}{I_u \cdot w_u \cdot S_u}, \quad (1)$$

где  $I_{mknc}$ ,  $I_{mkns}$  – амплитуды составляющих  $n$ -й гармоники тока  $k$ -го независимого контура силовой цепи, которые изменяются во времени по законам косинуса и синуса;  $S_{ku}$  – проекция вектора площади  $k$ -го контура

силовой цепи РУ в направлении  $u$  ( $u = x, y, z$  – конструктивные оси РУ);  $I_u$  – номинальный ток усилителя мощности канала  $u$ ;  $w_u$  – число витков катушки ЭК канала  $u$ ;  $S_u$  – площадь витка катушки ЭК канала  $u$ .

После их суммирования в сумматоре 6 на его выходе формируется электрический сигнал (ток) в виде линейной зависимости от косинусных и синусных составляющих  $N$  гармоник токов независимых контуров силовой цепи трехфазного РУ. Сформированный ток усиливается по мощности в 8 и подается в соответствующий ЭК 9. По условию (1) магнитные моменты ЭК обеспечивают полную компенсацию ММ РУ.

Действительно, мгновенный переменный периодический ток  $i_k(t)$   $k$ -го независимого контура силовой цепи РУ можно представить суммой гармоник основной угловой частоты  $\omega$  сети питания:

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^N I_{mkn} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_{kn}), \quad (2)$$

где  $I_{mkn}$  – амплитуда составляющей  $n$ -й гармоники тока  $k$ -го независимого контура силовой цепи РУ;  $\varphi_{kn}$  – сдвиг фазы  $n$ -й гармоники этого тока относительно начала периода повторения электромагнитных процессов в РУ.

Измеренный ток  $k$ -го контура силовой цепи уменьшается первичным преобразователем в  $p$  раз и на его выходе присутствует сигнал вида:

$$i'_k(t) = \sum_{n=1}^N I_{mkn} \cdot \frac{1}{p} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_{kn}). \quad (3)$$

Блок фильтров выделяет из этого сигнала  $N$  гармоник:

$$i'_{kn}(t) = I_{mkn} \cdot \frac{1}{p} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_{kn}); \quad (4)$$

$$n = 1, \dots, N.$$

Каждый из этих сигналов поступает в устройство ортогонального разложения, на выходах которого формируются два сигнала, которые изменяются во времени по законам косинуса и синуса:

$$\begin{aligned} i'_{knc}(t) &= \left( I_{mkn} \cdot \frac{1}{p} \cdot \sin \varphi_{kn} \right) \cdot \cos n\omega t = I'_{mkn} \cdot \cos n\omega t; \\ i'_{kns}(t) &= \left( I_{mkn} \cdot \frac{1}{p} \cdot \cos \varphi_{kn} \right) \cdot \sin n\omega t = I'_{mkn} \cdot \sin n\omega t. \end{aligned} \quad (5)$$

Сдвиги фаз  $\varphi_{kn}$ , которые входят в формулы (3)-(5), отсчитывают от начальной фазы, которая задается эталоном сдвига фаз.

Амплитуды этих косинусных и синусных гармонических составляющих (5) регулируются в усилителях соответственно в  $\alpha_{kncu}$  и  $\alpha_{knsu}$  раз:

$$\begin{aligned} I'_{mkncu} &= I'_{mknc} \cdot \alpha_{kncu}; \\ I'_{mknsu} &= I'_{mkns} \cdot \alpha_{knsu}. \end{aligned} \quad (6)$$

В сумматоре 6 каждого канала  $u$  гармонические сигналы с амплитудами (6) суммируются:

$$i'_u(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (I'_{mkncu} \cdot \cos n\omega t + I'_{mknsu} \cdot \sin n\omega t). \quad (7)$$

$$u = x, y, z.$$

Подученные сигналы тока усиливаются в  $p$  раз в усилителе мощности 8. Тем самым заканчивается процесс формирования тока питания ЭК соответствующего канала  $u$ :

$$\begin{aligned} i_u(t) &= i'_u(t) \cdot p = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (I'_{mkncu} \cdot p \cdot \cos n\omega t + I'_{mknsu} \cdot p \cdot \sin n\omega t) = \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (I_{mkncu} \cdot \cos n\omega t + I_{mknsu} \cdot \sin n\omega t). \end{aligned} \quad (8)$$

Токами  $i_k(t)$  ( $k = 1, \dots, K$ ) РУ создается переменный во времени ММ, компонента которого  $m_u(t)$  в пространственном направлении  $u$  равна:

$$m_u(t) = \sum_{k=1}^K i_k(t) \cdot S_{ku} = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (I_{mknc} \cdot S_{ku} \cdot \cos n\omega t + I_{mkns} \cdot S_{ku} \cdot \sin n\omega t). \quad (9)$$

Ток питания катушки ЭК  $i_u(t)$  создает ММ  $m'_u(t)$  в пространственном направлении  $u$ :

$$m'_u(t) = -i_u(t) w_u S_u. \quad (10)$$

Компонента ММ  $m'_u(t)$ , которая обусловлена током ЭК канала  $u$ , после последовательной подстановки выражений токов с учетом (4)-(8) в (10) принимает вид:

$$\begin{aligned} m'_u(t) &= -i_u(t) w_u S_u = \\ &= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (p I'_{mkncu} \cdot \cos n\omega t + p I'_{mknsu} \cdot \sin n\omega t) w_u S_u = \\ &= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (p I'_{mknc} \alpha_{kncu} \cos n\omega t + p I'_{mkns} \alpha_{knsu} \sin n\omega t) w_u S_u = \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
&= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left[ p \left( I_{mkn} \frac{1}{p} \sin \varphi_{kn} \right) \alpha_{kncu} \cdot \cos n\omega t + \right. \\
&\quad \left. + p \left( I_{mkn} \frac{1}{p} \cos \varphi_{kn} \right) \alpha_{kncu} \sin n\omega t \right] w_u S_u = \\
&= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left( I_{mkn} \frac{I_{mkn} \cdot S_{ku}}{I_u \cdot w_u \cdot S_u} \cos n\omega t + I_{mkn} \frac{I_{mkn} S_{ku}}{I_u w_u S_u} \sin n\omega t \right) w_u S_u = \\
&= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left( \frac{I_{mkn}}{I_u} I_{mkn} S_{ku} \cos n\omega t + \frac{I_{mkn}}{I_u} I_{mkn} S_{ku} \sin n\omega t \right)
\end{aligned}$$

Учитывая, что в заданном диапазоне частот усиление амплитуд одинаковое для всех гармоник токов можно записать:

$$I_{mkn} = I_u \quad (u = x, y, z), \quad (12)$$

где  $I_u$  – номинальный ток усилителя мощности канала  $u$ .

С учетом (12) компонента ММ (11) ЭК равна:

$$m'_u(t) = -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (I_{mkn} \cdot S_{ku} \cdot \cos n\omega t + I_{mkn} \cdot S_{ku} \cdot \sin n\omega t). \quad (13)$$

Как видно из соотношений (9) и (13), одноименные компоненты ММ токов РУ и ЭК отличаются только знаком и суммарный ММ токов РУ и ЭК равен нулю. Тем самым обеспечивается выполнение условия полной компенсации ВМП РУ.

При изменении токов контуров силовой цепи РУ, в том числе отключение токов отдельных контуров или изменение их формы, обеспечивается автоматическая компенсация ММ РУ.

### **Выводы.**

1. Предложен способ автоматической компенсации переменного ММ РУ с несинусоидальными токами силовой цепи. Отличительной особенностью способа является то, что он предусматривает независимое формирование двух сигналов в виде линейных комбинаций отдельно для синусных и косинусных составляющих токов силовой цепи. Предложенный способ позволяет упростить регулировку составляющих компенсирующих сигналов электромагнитов компенсаторов системы автоматической компенсации, так как не требуется использование измерителей фаз для различных гармоник.

2. Показано, что временная структура магнитного момента, создаваемого электромагнитами компенсаторами системы компенсации при питании сформированными токами, совпадет со структурой маг-

нитного поля, создаваемого токопроводами контуров силовой цепи трехфазного распределительного устройства. Это позволяет повысить точность компенсации поля несинусоидальных токов силовой цепи во всех режимах работы ирехфазного распределительного устройства.

**Список литературы: 1.** ДСТУ 2625-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна Стійкість до загасаючого магнітного поля. Технічні вимоги і методи випробувань. Введ. 01.07.95. – Київ: Держстандарт України, 1994. – 28 с. **2.** ДСТУ 2626-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна Стійкість до імпульсного магнітного поля. Технічні вимоги і методи випробувань. Введ. 01.07.95. – Київ: Держстандарт України, 1995. – 26 с. **3.** IEC 1000-4-9: 1993. "Electromagnetic compatibility. Part 4: Testing and measuring techniques – Section 9: Pulse magnetic field immunity test. Basic EMC Publication". Edition 1.1. – 2001. – 59 p. **4.** IEC 1000-4-10: 1993. "Electromagnetic compatibility. Part 4: Testing and measuring techniques – Section 10: Damped oscillatory magnetic field immunity test. Basic EMC Publication". Edition 1.1. – 2001. – 59 p. **5.** Salinas E. Field Mitigation from Secondary Substations / Salinas E. // CARIED 2003. 17th International Conference on Electricity Distribution. – Belgium – 15 May 2003. – 32 p. **6.** Луников В.С. Наукові основи технології компенсації магнітного поля поблизу низьковольтних комплектних пристроїв: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д-ра. техн. наук : спец. 05.09.01 "Електричні машини й апарати" / Луников В.С.; НТУ "ХПІ". – Харків, 2003. – 36 с. **7.** Шидловский А.К., Розов В.Ю. Системы автоматической компенсации внешних магнитных полей энергонасыщенных объектов // Техническая электродинамика. – 1996. – №1. – С. 3-9. **8.** Розов В.Ю., Ерисов А.В., Луников В.С. Особенности снижения внешних магнитных полей распределительных устройств и полупроводниковых преобразователей: Препр. / НАН Украины. Ин-т электродинамики; №791. – К.: 1996. – 47 с. **9.** Розов В.Ю., Луников В.С. Прогнозирование магнитного поля, создаваемого полупроводниковыми преобразователями // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Зб. наук. праць. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2001. – №5. – С. 129-136. **10.** Розов В.Ю. Внешние магнитные поля силового электрооборудования и методы их уменьшения: Препр. / НАН Украины. Ин-т электродинамики; № 772. – К.: 1995. – 42 с.

*Надійшла до редколегії 26.03.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Болух В.Ф.*

**О.Г. ВОЛКОВА**, ассистент, ЗНТУ, Запорожье  
**В.С. ЛУПИКОВ**, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков  
**Е.И. БАЙДА**, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков

## **СНИЖЕНИЕ ЭНЕРГОВЫДЕЛЕНИЯ НА ПОВЕРХНОСТЯХ СИЛЬНОТОЧНЫХ РАЗРЫВНЫХ КОНТАКТОВ ПРИ КОММУТАЦИИ**

Проблеми електроерозійного зносу сильнострумових розривних контактів вимагають подальшого вдосконалення конструкції механізмів перемикання комутаційних пристроїв з метою зниження енерговиділення на контактних поверхнях. Ефективним вирішенням цього питання може стати заміна шарнірних з'єднань в конструкціях механізмів швидкодії на гумометалеві шарніри.

Проблемы электроэрозионного износа сильноточных разрывных контактов требуют дальнейшего совершенствования конструкции механизмов переключения коммутационных устройствах с целью снижению энерговыделения на контактных поверхностях. Эффективным решением этого вопроса может стать замена шарнирных соединений в конструкциях механизмов быстрого действия на резинометаллические шарниры.

**Введение.** Для электрических аппаратов, осуществляющих коммутацию цепи под нагрузкой, низкая стойкость их контактов представляет серьезную техническую проблему [1-3]. Многочисленные попытки решить эту задачу путем разработки новых контактных материалов, остаются не реализованными в полной мере. Чистых металлов (они составляют основу контактных материалов), совмещающих необходимые свойства высокой электропроводности, достаточной термостойкости и механической прочности не существует. Однако, с появлением технологий по созданию композиционных и порошковых материалов [3, 4] появилась возможность совмещать в одной структуре эти требования. При мером может служить группа разработанных материалов:

- медь-молибден (ММ70) с добавками кобальта (3, 5, 7, 10%);
- медь-молибден (ММ50) с добавками кобальта (2-3%);
- медь-молибден (ММ50 и ММ70) с добавками никеля 2-3%;
- медь-вольфрам (МВ80) с добавками никеля 2-3% и механической опрессовкой до 100 и 400 МПа;
- медь-вольфрам (МВ 70) с добавками кобальта (1, 3, 5, 7 %).
- вольфрамовая проволока диаметром 0,3 и 0,5 мм, пропитанная

медью (МВ50, МВ70) и др.

Подобные разработки базируются на внедрении в структуру медной матрицы компонентов, способных выдерживать большие термические нагрузки. Однако, как показывает опыт эксплуатации силовых коммутационных устройств, это не гарантирует высокую электроэрозионную стойкость их разрывных контактов с применением таких материалов. В процессе взаимодействия с дугowymi разрядами с ними также подвержены целому ряду деструктивных изменений [1, 2]. Например, под действием дуги медь, как легкоплавкая составляющая в структуре металлокерамических материалов, быстро испаряется из поверхностных слоев, обнажая структуру тугоплавких компонентов. Без достаточного теплоотвода, тугоплавкие компоненты оплавляются, образуя спекшуюся неоднородную корку толщиной менее миллиметра. Наличие такой корки ведет к неравномерному прогреву, а в дальнейшем, и росту термических напряжений на контактных поверхностях. Внешне это проявляется шелушением и растрескиванием поверхностных слоев. Такие процессы, часто происходят на фоне резкого изменения свойств рабочей среды (например, испарение и разложение трансформаторного масла), что способствует отслаиванию тугоплавкой корки на теле контакта. Наличие перечисленных факторов вместе с периодическими ударными нагрузками при замыкании контактов приводят к износу поверхностных слоев. Визуально это проявляется образованием мозаичной структуры и ростом шероховатости контактных поверхностей. Микровыступы этой структуры способны в дальнейшем притягивать опорные точки дуги, увеличивая продолжительность ее теплового воздействия. Наличие такой структуры указывает на обеднение поверхностного слоя легкоплавкой составляющей, что проявляется снижением теплоотвода с контактной поверхности и ростом контактного сопротивления. Типичная картина такого процесса показана на примере дугогасящего контакта контактора РПН (рис. 1,а).

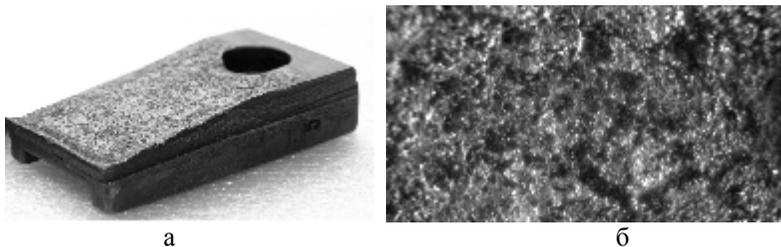


Рис. 1. Вид контакта контактора РПН (а) и его микроструктура.

На рис. 1,б видны мозаичные структуры спекшейся корки вольфрама и участки оплавления меди на поверхности металлокерамической напайки MB50. Дополнительно, следует обратить внимание на случаи нарушения крепления (расслоение) металлокерамических напайек от температуры, проявляющиеся в процессе эксплуатации.

В результате анализа работы силовых разрывных контактов в конструкциях коммутационных устройств, можно прийти к выводу, что для решения проблемы электроэрозионного износа, только применения новых контактных материалов недостаточно. Следует одновременно продолжать поиски методов снижения энерговыделения на контактных поверхностях при размыкании.

**Цель работы** – анализ зависимости энерговыделения на поверхностях разрывных контактов от кинематики их движения при размыкании.

**Анализ влияния дуги на износ контактов.** Энерговыделение наиболее интенсивно проявляется при малых межконтактных расстояниях, когда практически вся энергия отключаемой цепи передается опорными точками дуги на локальные участки контактных поверхностей. Следовательно, чем короче по времени будет это воздействие и выше подвижность дуги, тем меньше степень электроэрозионного износа. О существующей связи между подвижностью опорных точек дуги и электроэрозионным износом указывается в работах [1, 5, 6].

Экспериментальные работы, проводившиеся Ведешенковым Н.А. в МЭИ, под руководством Буткевича Г.В. показали, что при токе 200 А соотношение удельных величин износа (частных от деления износа на время), вызванных малоподвижной дугой, к износу от быстро перемещающейся дуги, составляет от 3:1 до 30:1 (в зависимости от материалов) [7].

Под скоростью перемещения электрической дуги понимают скорость перемещения в межконтактном промежутке ионизированного электропроводящего объема рабочей среды, характеризующегося как тепловыми, так и электрическими параметрами [8, 9]:

$$\frac{dH_{\Delta}}{dt} = W_{\Delta} - P ; \quad \frac{dg}{dt} = \frac{1}{\theta} \left( \frac{i^2}{U_{\Delta}^2 \cdot g} - g \right),$$

где  $H_{\Delta}$  – энтальпия канала дуги;  $W_{\Delta}$  – энергия канала дуги;  $P$  – энергия, отводимая в окружающую среду;  $g$  – проводимость дуги;  $\theta$  – постоянная времени проводимости;  $i$  – ток проходящий по каналу дуги.

Значение мощности отводимой в окружающую среду и подводимой по каналу дуги в динамическом процессе, можно оценить используя понятие изоэнергетического состояния [10]. Учитывая исходные

значения статической ВАХ канала дуги  $U_{Д}(i_{\theta})$ , полученные экспериментально и понятие мгновенного состояния тока в канале дуги  $i_{\theta}$ , можно записать:

$$P = U_{Д}(i_{\theta}) \cdot i_{\theta}; \quad U_{Д} = \frac{U_{Д}(i_{\theta})}{i_{\theta}} \cdot i.$$

Согласно модели Ридера и Урбанека [11], проводимость дуги можно выразить через косвенные характеристики ее плазмы:

$$g = e_{\text{Э}} \cdot n_{\text{Э}} \cdot b_{\text{Э}} \cdot \frac{S_{\text{С}}}{l_{\text{Д}}},$$

где  $e_{\text{Э}}, n_{\text{Э}}, b_{\text{Э}}$  – заряд, плотность и подвижность электронов в плазме дуги;  $S_{\text{С}}$  – поперечное сечение канала дуги;  $l_{\text{Д}}$  – длина дуги.

Понятие "постоянная времени дуги"  $\theta$  используется в переменных процессах для характеристики скорости изменения параметров (например, температуры, тока, проводимости) дуги, а ее значения пропорциональны внутренней энергии канала дуги. Величина энерговыделения электрической дуги на контактных поверхностях зависит от параметров тока, напряжения и проводимости и тесно связана с ее подвижностью.

Влиять на скорость перемещения дуги, без использования дугогасящих камер, можно путем изменения скорости расхождения контактов. Подтверждением этому могут служить работы [2, 7], указывающие на связь величины межконтактного зазора и состояния электрической дуги. Покадровое наблюдение скоростной съемки дугового процесса при размыкании позволяет выделить в ее поведении четыре характерных состояния (рис. 2), характеризующиеся скоростью и величиной межконтактного расстояния.

Первое состояние I наблюдается при минимальном межконтактном расстоянии, когда физический разрыв контактов только начал проявляться, а незначительная миграция канала дуги возможна только вблизи точки ее возникновения.

Второе состояние II допускает периодическое перемещения опорных точек дуги по поверхности контакта. Однако зона перемещения дуги достаточно локализована, а энерговыделение характеризуется большой концентрацией в пространстве.

Третье состояние III отличается резким увеличением скорости перемещения опорных точек дуги, расширением зоны энерговыделения в приконтактном пространстве.

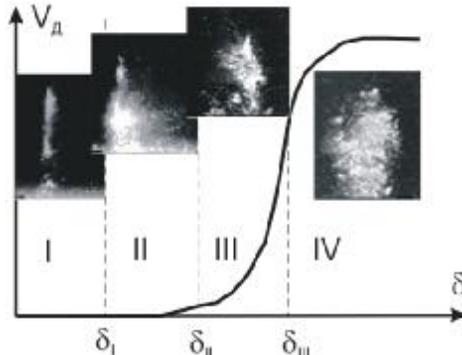


Рис. 2. Характерные состояния дуги при ее перемещении в межконтактном пространстве.

Четвертое состояние IV характеризуется высокой подвижностью дуги.

Считается, что на три первых малоподвижных состояния дуги приходится до 80 % от общих потерь контактного материала. Высокая подвижность дуги в четвертом состоянии приводит к рассеиванию ее энергии по большому объему приконтактного пространства, что снижает степень электроэрозионного износа. В этой связи механизм привода коммутационного аппарата должен обеспечивать максимально быстрый переход с начальных стадий размыкания контактов к состоянию с высокой подвижностью дуги, т.е. размыкание контактов на начальной стадии должно проходить максимально динамично. Однако реализация такой характеристики движения наталкивается на трудности, вызванные влиянием сил трения в подвижных соединениях механизмов.

**Оптимизация кинематики разрывных контактов.** Большие значения силы трения покоя в шарнирных соединениях вызывают замедленный разгон механизмов на начальной стадии размыкания контактов. Следовательно, при снижении влияния сил трения на работу механизма быстрого действия появляется реальная возможность оптимизации кинематики разрывных контактов.

Экспериментальное подтверждение этому было получено при исследовании работы механизма быстрого действия контактора РПН КНОА 110/1000. Его механизм представляет собой шарнирный двухкоромысловый четырехзвенник с пружинным замыканием, подвижность которого обеспечивается шарнирными соединениями, выполненными в виде подшипников скольжения. Учитывая, что в конструкциях контактов тумблерного типа рабочий ход звеньев имеет сравнительно не-

большие значения, предлагается заменить в нем шарнирные соединения на конструктивные элементы со свойствами высокой эластичности – резинометаллические шарниры (РМШ). На рис. 3 показана схема замены в механизме быстрого действия контактора шарнирных узлов (а) на РШМ (б). Конструктивно РШМ представляют собой коаксиально расположенные несоприкасающиеся втулки, между которыми помещен эластомерный материал, позволяющий реализовать относительные смещения втулок без проскальзывания за счет его деформации. РМШ, способны надежно работают в сложных условиях динамического нагружения радиальными и осевыми усилиями, а также скручивающего и изгибающего моментов. Однако, особо их отличает свойство легкости и быстроты перехода от состояния покоя к движению при приложении сдвигающего усилия. Реакция движения слоев полимера на приложенное усилие протекает значительно быстрее, чем преодолеваются сил трения покоя металлических поверхностей.

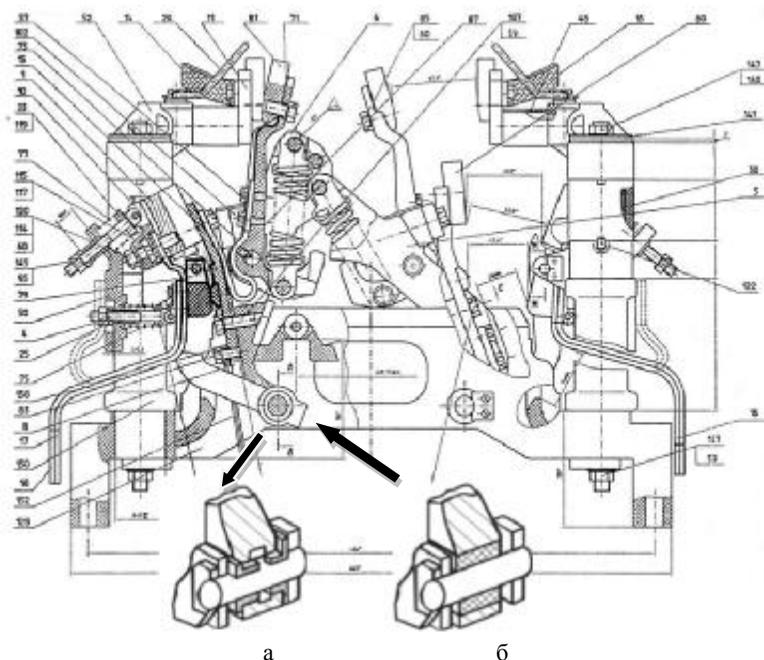


Рис. 3. Замена шарнирных узлов (а) на РШМ (б) в механизме быстрого действия контактора.

**Экспериментальные исследования.** Для проведения исследования на контактную систему механизма быстрого действия контактора был установлен реостатный датчик, позволяющий регистрировать перемещение подвижного контакта (рис. 4, а).

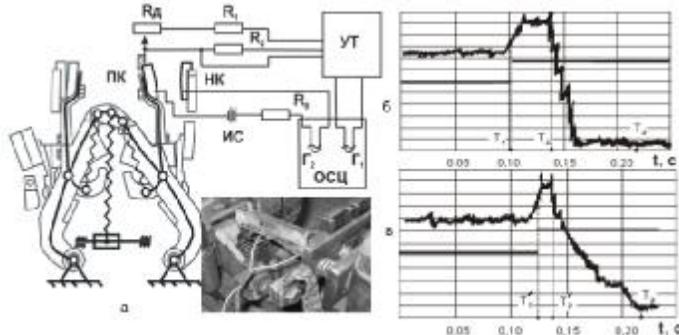


Рис.4. Схема и осциллограммы экспериментальных исследований механизма быстрого действия.

Сигнал от датчика ( $R_d$ ) согласно представленной схеме поступал на записывающую аппаратуру, включающую тензоусилитель (УТ) и светолучевой осциллограф (ОСЦ), где гальванометром  $\Gamma_1$  производилась запись движения разрывных контактов, а гальванометром  $\Gamma_2$  – фиксировался момент размыкания цепи. Источник питания (ИС) и величина сопротивлений  $R_1, R_2, R_3$  в схеме поддерживали величину тока в пределах 2 А.

На первом этапе эксперимента записывались осциллограммы движения контактов при существующей конструкции шарнирных узлов (рис. 4,б). На осциллограммы наглядно проявляется нерациональный характер движения контактов при размыкании. Например, начальная стадия процесса размыкания  $T_1 - T_2$  протекает очень медленно. Фактически на начальные стадии движения контактов, которые должны протекать максимально динамично, приходится не менее половины времени всего цикла. Последняя стадия движения  $T_2 - T_3$  протекает, наоборот, с излишне высокой скоростью, что приводит к ударному характеру замыкания контактов.

Второму этапу эксперимента предшествовала модернизация механизма путем замены цилиндрических шарниров в наиболее нагруженных узлах на РМШ (рис. 3,б). Втулки РМШ были помещены в предварительно рассверленные проушины шарнирных соединений и зафиксированы с помощью осей путем запрессовки.

Запись осциллограммы движения контактов после модернизации показала существенные изменения в характере движения контактов. Динамичность начальной стадии движения по сравнению с первым этапом эксперимента возросла. Участок траектории движения ( $T_1 - T_2 = 0,008$  с) после модернизации был пройден значительно быстрее, чем до модернизации ( $T_1 - T_2 = 0,03$  с).

На основе полученных осциллограммы, были построены графики перемещения контактов, а путем графического дифференцирования и графики их скоростей. На рис. 5 показаны графики движения контактов до (а) и после (б) модернизации механизма быстрогодействия. Цифрами обозначены: 1 – график перемещения контактов; 2 – график скорости контактов. Анализируя график скорости в начальной стадии переключения до модернизации можно выделить участок движения с крайне низкой скоростью (порядка 0,1-0,2 м/с) в течении  $\approx 0,01$  с. После установки РМШ, динамика движения на этом участке заметно возросла, таким образом эффект от модернизации позволит улучшить кинематику движения контактов при размыкании, а следовательно, увеличить скорость движения дуги и электроэрозионную стойкость контактов.

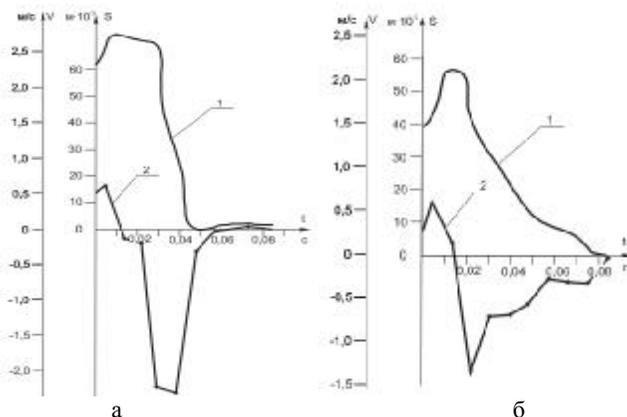


Рис. 5. Графики перемещения (а) и скорости (б) контактов.

Некоторые отличия в графиках движения на рис. 5,а и 5,б вызваны недостаточной согласованностью параметров податливости используемых РМШ и существующей конструкцией механизма быстрогодействия. При возможности выбора размеров РМШ на основе предварительного расчета, эффект от их внедрения будет более очевиден.

## **Выводы:**

1. Как показывает анализ электроэрозионного износа сильноточных разрывных контактов, необходимо дальнейшее совершенствование методов по снижению энерговыделения на контактных поверхностях при коммутации.

2. На основании теоретического анализа установлена связь между величиной энерговыделения на контактных поверхностях и скоростью размыкания контактов.

3. Экспериментально показано, что силы трения в шарнирных соединениях механизма быстрогодействия не позволяют достичь оптимальной скоростной характеристики размыкания контактов. Начальная стадия их размыкания проходит очень медленно (порядка 0,1-0,2 м/с). Эффективным решением этой проблемы может стать замена шарнирных соединений в конструкции механизма быстрогодействия на резинометаллические шарниры. В результате такой модернизации продолжительность начальной стадии расхождения контактов сокращается в 3 раза.

**Список литературы:** 1. *Буткевич Г.В.* Дуговые процессы при коммутации электрических цепей / *Г.В. Буткевич*. – М.: Энергия, 1973. – 263 с. 2. *Электрическая эрозия сильноточных контактов и электродов* / [*Г.В. Буткевич, Г.С. Белкин, Н.А. Ведешенков и др.*]. – М.: Энергия, 1978. – 256 с. 3. *Мышкин Н.К.* Электрические контакты / *Мышкин Н.К., Кончиц В.В., Браунович М.* – Долгопрудный : Интеллект, 2008. – 560 с. 4. *Жаворонков М.А.* Исследование дугоустойчивости контактных материалов: Автореф. дис...канд. техн. наук: спец. / *М.А. Жаворонков*. – М., 1973. – 20 с. 5. *Бабаков Н.А.* Скорость движения короткой электрической дуги / *Н.А. Бабаков* // *Электричество*. – 1948. – № 2. – С. 74-77. 6. *Гольцман Э.Р.* Теоретические и экспериментальные исследования вопросов устойчивости и движения электрической дуги в аппаратах напряжением до 1000 В.: Автореф. дис...канд. техн. наук. – М.: МЭИ. – 1974. – 28 с. 7. *Порудоминский В.В.* Устройства переключения трансформаторов под нагрузкой / *В.В. Порудоминский*. – М.: Энергия, 1974. – 288 с. 8. *Бикеев Р.А.* Динамические режимы в электромеханической системе дуговых сталеплавильных печей и их воздействие на вводимую активную мощность: дис. кандидата техн. наук: 05.09.10 / *Р.А. Бикеев*. – Новосибирск, 2004. – 229 с. 9. *Пентегов И.В.* Вопросы моделирования сварочной дуги как элемента электрической цепи / *И.В. Пентегов, В.Н. Сидорец, И.А. Генис* // *Автоматическая сварка*. – 1984. – № 10. – С. 18-23. 10. *Пентегов И.В.* Энергетические параметры в математической модели динамической сварочной дуги / *И.В. Пентегов, В.Н. Сидорец* // *Автоматическая сварка*. – 1988. – № 11. – С. 36-40. 11. *Garzon R.D.* High voltage breakers: design and applications / *R.D. Garzon*. – New York : Marcel Dekker, Inc. – 2002. – p. 456.



**Волкова Ольга Григорьевна**, ассистент кафедры ТОЭ Запорожского национального технического университета. Защитила диплом инженера в Запорожском национальном техническом университете по специальности "Электрические машины и аппараты" в 2005 г. Научные интересы связаны с повышением надежности электрических разрывных контактов.



**Лушков Валерий Сергеевич**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты, соответственно в 1973, 1987 и 2004 гг. С 1973 по 1998 гг. работал в области магнетизма технических объектов. Заведующий кафедрой "Электрические аппараты" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 2005 г. Научные интересы связаны с проблемами электромагнитной совместимости технических средств, магнетизмом технических объектов, магнитной левитацией, физическими полями электрических аппаратов.



**Байда Евгений Иванович**, канд. техн. наук, доцент кафедры "Электрические аппараты" НТУ "ХПИ". Кандидатскую диссертацию защитил в 1999 г. Научные интересы – математическое моделирование процессов в электромагнитных, тепловых полях.

*Поступила в редколлегию 19.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

*І.В. ГРИГОРЕНКО*, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПІ", Харків  
*О.Є. ТВЕРИТНИКОВА*, канд. іст. наук, доц., НТУ "ХПІ", Харків  
*І.М. КОРЖОВ*, студент, НТУ "ХПІ", Харків

## **СТЕНД КОНТРОЛЮ ОСНОВНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕПЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ**

У статті розглянуті питання розробки та експлуатації стенду контролю основних характеристик теплових перетворювачів. Розглянуті особливості температурних вимірів за допомогою терморезисторів та термопар, та питання визначення їх метрологічних характеристик.

В статье рассмотрены вопросы разработки и эксплуатации стенда контроля основных характеристик тепловых преобразователей. Рассмотрены особенности температурных измерений с помощью терморезисторов и термопар, и вопросы определения их метрологических характеристик.

**Вступ.** Термоперетворювачі під час тривалої експлуатації змінюють свої метрологічні характеристики, що має вплив на точність результатів вимірювань. Таким чином актуальним стає проведення своєчасного контролю точностних характеристик термоперетворювачів.

Температура як параметр теплового процесу не піддається безпосередньому виміру. У той же час вона є функцією стану речовини, безпосередньо пов'язаною з внутрішньою енергією тіла, а через неї й з іншими властивостями. Отже, при зміні температури міняється багато інших фізичних властивостей тіл, які можна виміряти, зокрема об'ємне розширення тіл при нагріванні; залежність опору речовини від  $t^\circ$ , виникнення термо-ЕРС [1].

**Мета роботи** – розробка макету термоперетворювача з розширеними функціональними можливостями.

**Аналіз термоперетворювачів.** Тепловими називаються перетворювачі, принцип дії яких заснований на використанні теплових процесів (нагрівання, охолодження, теплообміну) і вхідною величиною яких є температура. Засоби вимірів температури різноманітні та різняться діапазоном вимірів, типом використовуваного термоперетворювача, наявністю або відсутністю контакту між термоперетворювачем і об'єктом вимірів. Згідно останній характеристикі всі засоби вимірів температури діляться на контактні та безконтактні [2].

Для виміру температури залежно від її значення, необхідної точ-

ності й умов вимірів можуть бути використані різні прилади. Для виміру температури контактними засобами як правило, використовують термометри опору й термоелектричні термометри [1].

Метали, призначені для виготовлення чутливих елементів, термометрів опору, повинні володіти високою стабільністю ТКО, лінійною залежністю опору від температури, гарною відтворюваністю значень електричного опору в інтервалі робочих температур, інертністю до впливів навколишнього середовища. До таких матеріалів відноситься платина. Якщо верхня межа температури застосування термометра невисока, то широко застосовуються мідні терморезистори, вольфрамові й нікелеві [1, 2].

До переваг міді, як матеріалу, застосовуваного для виготовлення чутливих елементів термометрів опору типу ТСМ варто віднести дешевину, простоту одержання такого дроту в різній ізоляції, можливість одержання провідникової міді високої чистоти (сплави мають менше значення ТКО), лінійний характер залежності опору міді від температури. До числа недоліків міді варто віднести малий питомий опір ( $\rho=1,7 \cdot 10^{-8}$  Ом·м) і інтенсивне окислення при невисоких температурах [1, 3].

Залежність електричного опору міді від температури в діапазоні від  $-50$  до  $-200$  °С підкоряється рівнянню:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t), \quad (1)$$

де  $R_t$  і  $R_0$  – опору терморезистора, відповідно при температурі  $t$  і  $0$  °С;  $\alpha$  – ТКО міді ( $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3}$  С $^{-1}$ , К $^{-1}$ ) [1, 3].

Якщо для мідного терморезистора потрібно визначити  $R_2$  (при температурі  $t_2$ ) по відомому опорі  $R_1$  (при температурі  $t_1$ ), то варто користуватися формулою:

$$R_2 = R_1(1 + \alpha t_2)/(1 + \alpha t_1). \quad (2)$$

Похибки, що виникають при вимірі температури термометрами опору, викликається нестабільністю в часі початкового опору термометра і його ТКО, зміною опору лінії, що з'єднує термометр із вимірювальним приладом, перегрівом термометра вимірювальним струмом (звичайно струм значно менше 10 мА) [2].

При щільному з'єднанні (контакті) двох металевих поверхонь електрони з металу з меншою роботою виходу будуть переходити в метал з більшою роботою виходу. При цьому виникає контактна різниця потенціалів, величини якої залежить від температури [2].

Термоелемент складається із двох таких з'єднань (зварені або спаяних), якщо їхні температури однакові, то контактні напруги компенсуються. Якщо контактні з'єднання мають різну температуру, то вини-

кає термо-ЕРС, що викликає термострум. Його величина залежить від опору ланцюга, матеріалів і різниці температур. Термоелектричний метод виміру температур заснований на строгій залежності термо-ЕРС від температури [2].

До термоелектродним матеріалів, призначених для виготовлення термопар, пред'являють ряд вимог. Однозначна, бажано близька до лінійного, залежність термо-ЕРС від температури, стабільність і відтворюваність термоелектричної характеристики, висока чутливість, жаростійкість і механічна міцність, хімічна інертність, термоелектрична однорідність [1].

Функція перетворення термопар:

$$E(t, t_0) = f(t) - f(t_0) \quad (5)$$

де  $E(t, t_0)$  – термо-ЕРС перетворювача;  $f(t)$ ,  $f(t_0)$  – функції температур робочого спаю й вільних (холодних) кінців термопар.

**Опис макету.** На рис. 1 зображено макет для контролю основних характеристик теплових перетворювачів у діапазоні від 0-110 °С.

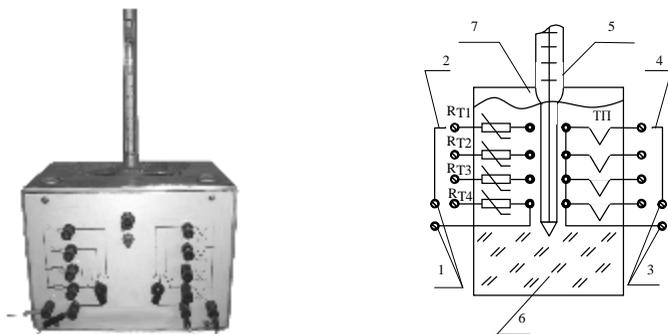


Рис. 1. Зовнішній вигляд і схема стенду контролю основних характеристик теплових перетворювачів.

На рис. 1: 1 – клеми підключення терморезисторів; 2 – перемикач підключення терморезисторів К1; 3 – клеми підключення термопар; 4 – перемикач підключення термопар К2; 5 – термометр; 6 – масло; 7 – колба.

Макет складається з колби, де знаходиться масло, температура якого вимірюється, ртутного термометру 5, показання якого використовуються для визначення температури нагрівача, чотирьох терморезисторів, що вибираємо за допомогою перемикача К1 2, чотирьох термопар, які вибираємо за допомогою перемикача К2 4, клем до яких можливо під'єднання зовнішніх терморезисторів або термопар 1,3,

тумблер для включення та виключення макету.

**Методика проведення вимірювань.** Методика перевірки термоелементів здійснюється відповідно до ДСТУ 2708-99, ДСТУ ІЕС 60584-1-3): 2007. [4, 5].

До клем лабораторного макета підключається прилад для виміру опору. Перемикачами К1 і К2 здійснюється вибір термоперетворювача, К1 – терморезистора, К2 – термопари. На макеті встановлено по чотири термопари та терморезистора. Методика включає підключення приладу до мережі, включення тумблеру ВКЛ на панелі макета (при цьому повинна завітитися лампочка сигналізації), вимірювання опору терморезисторів та термопар при різній температурі масла, визначення температури згідно з градуювальними таблицями та визначення похибки вимірювань.

**Застосування.** За допомогою даного макету проводяться лабораторні роботи по повірці та калібруванні термопар і терморезисторів. Під час лабораторної роботи студенти поглиблюють свої знання у метрології, навчаються складати градуювальні характеристики, здобувають практичні навички у повірці та калібруванні засобів вимірювальної техніки, у частному випадку терморезисторів і термопар.

**Висновки.** Значна частка усіх температурних вимірювань у промисловості й наукових дослідженнях випадає на долю термоелектричних перетворювачів, так що питання щодо достовірності їх показань дуже актуальне. Макет вдало поєднує у собі два основних типа термоперетворювачів: терморезистори і термопари. За допомогою зовнішніх клем можливо підключати зовнішні термопари і терморезистори для контролю їх метрологічних характеристик і відповідної калібровки. Усі ці якості роблять наш макет дуже зручним у використанні на промисловості.

**Список літератури:** 1. Преображенский В.П. Технологические измерения и приборы / В.П. Преображенский. – М.: Энергия, 1978. – 704 с. 2. Полищук Е.С. Измерительные преобразователи / Е.С. Полищук. К.: Вища школа, 1981. – 296 с. 3. Температурные измерения. Справочник / О.А. Теращенко, А.Н. Гордов, А.К. Еремينا и др. – К.: Наукова думка, 1987. – 704 с. 4. ДСТУ 2708-99 Метрологія. Перевірка засобів вимірювальної техніки. Організація та порядок проведення. [діє з 01.01.2000] – К.: Держстандарт, 2009. 5. ДСТУ ІЕС 60584-1:2007 Перетворювачі термоелектричні. Частина 1. Градуювальні таблиці [діє з 01.01.2009] – К.: Держспоживстандарт, 2009.

*Надійшла до редколегії 15.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Лупіков В.С.*

**В.Л. ЕМЕЛЬЯНОВ**, ст. викл., НТУ "ХПІ", Харків  
**О.М. ГРЕЧКО**, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПІ", Харків

## **АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД КОНСТРУКЦІЙ ТА СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ВАКУУМНИХ ВИМИКАЧІВ**

Приведено аналітичний огляд конструкцій та систем керування сучасних вакуумних вимикачів середньої напруги, які мають попит на ринку комутаційної апаратури України.

Представлен аналитический обзор конструкций и систем управления современных вакуумных выключателей средних напряжений, которые пользуются спросом на рынке коммутационной аппаратуры Украины.

**Вступ.** Сучасні електроустановки середніх напруг (6-35 кВ) характеризуються великими значеннями струмів коротких замикань (КЗ), які дорівнюють десятків тисяч ампер. Найпоширенішим апаратом захисту в зазначених мережах є вакуумні вимикачі (далі – вимикачі), здатність до вимикання яких повинна відповідати рівню струмів КЗ. Вибираючи тип вимикача необхідно не тільки враховувати його значення здатності до вимикання, але і його можливість в частині обмеження термічної дії струму КЗ на об'єкти захисту.

Як відомо [1], час протікання струму КЗ  $t_k$  складається з часу реагування системи релейного захисту та автоматики (РЗА) вимикача  $t_3$  (час від моменту виникнення КЗ до моменту видачі команди на вимикання вимикача), власного часу спрацьовування вимикача  $t_c$  (час від моменту видачі команди на вимикання вимикача до моменту розмикання його контактів) і часу гасіння електричної дуги  $t_d$  (час від моменту розмикання контактів вимикача до моменту згасання електричних дуг на всіх його контактах):

$$t_k = t_3 + t_c + t_d \quad (1)$$

Таким чином, зменшити час протікання струму КЗ можливо за рахунок зменшення часу реагування системи РЗА вимикача  $t_3$ .

**Метою роботи** є аналітичний огляд конструкцій вакуумних вимикачів та їх систем керування, які є найпоширенішими на українському ринку комутаційної апаратури середньої напруги.

**Вакуумний вимикач серії TEL виробництва "Таврида Електрик"**. В основі побудови вимикача TEL [2] закладено принцип співвісності трьох електромагнітів з кожною з фаз вимикача, тобто з відпо-

відною вакуумною дугогасною камерою (ВДК) (рис. 1).

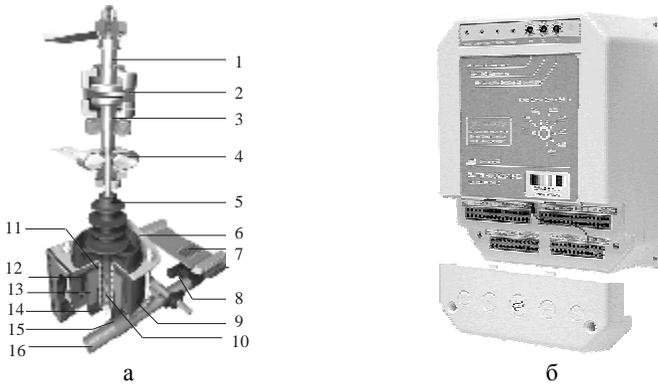


Рис. 1. Конструкція однієї з трьох фаз вимикача серії TEL (а) та зовнішній вигляд блоку керування БУ/TEL-12-03 (встановлюється окремо, поза корпусом вимикача).

На рис. 1,а позначено: 1, 3 – контакти ВДК; 2 – ВДК; 4 – гнучкий струмознімач; 5 – тяговий ізолятор; 6 – кришка; 7 – геркони; 8 – постійний магніт; 9 – кільцевий постійний магніт; 10 – контактна пружина; 11 – пружина вимикання; 12 – котушка; 13 – якір; 14 – втулка якоря; 15 – кулачок; 16 – загальний вал.

При подачі команди вмикання блок керування (БК) подає напругу на котушку 12 електромагніту. Струм створює магнітний потік в зазорі між якорем 13 і кільцевим магнітом 9, під дією якого якір втягується всередину електромагніту і через тяговий ізолятор 5 стискає пружину вимикання 11. При цьому контакти 1 і 3 ВДК замикаються.

Замикання рухомого контакту 3 з нерухомим 1 відбувається в мить, коли між якорем і верхньою кришкою електромагніту залишається зазор 2 мм. Проходячи цю відстань, якір стискає контактну пружину 10, створюючи необхідне контактне натиснення. Після замикання магнітної системи якір встає на магнітну заціпку і залишається в цьому положенні необмежено довго за рахунок залишкової індукції кільцевого електромагніту 9. Тривалість подачі напруги на котушку електромагніту встановлюється блоком керування і складає приблизно 60-80 мс залежно від типу БК.

При подачі команди вимикання БК подає на котушку електромагніту напругу протилежної полярності та певної тривалості. При цьому

електромагніт частково розмагнічується і яркір знімається з магнітної заціпки. Під дією контактної пружини та пружини вимикання яркір ударяє по тяговому ізолятору 5, що механічно з'єднаний з рухомим контактом 3. Після удару контакт набуває високої стартової швидкості і під дією пружини вимикання разом з іншими рухливими частинами вимикача займає кінцеве положення.

Використовування принципу перемагнічування кільцевого магніту не дає можливості використання для їх виготовлення сучасних висококоерцитивних магнітотвердих матеріалів, для перемагнічування яких через котушку необхідно пропускати великі струми, що вимагає потужних джерел енергії в колах керування і створює проблеми кому-тації таких струмів.

Структурна схема керування вимикачем серії TEL показана на рис. 2. Блоки (БУ/TEL-220-05А або БУ/TEL-12-03) призначені для керування вимикачем і взаємодією з релейним захистом і автоматикою за допомогою спеціального інтерфейсу.



Рис. 2. Схема керування вимикачем серії TEL.

Вмикання і вимикання вимикача здійснюється шляхом розряду вбудованих в БК конденсаторів на обмотки електромагнітного приводу вимикача. Датчиком положення вимикача служить його блок-контакт БК.

Блоками керування є електронні пристрої нового покоління, що використовують твердотільні комутатори та однокристальні мікроконтролери. Це дозволяє з високою точністю підтримувати режими керу-

вання вимикачем, забезпечуючи оптимальні умови для його роботи. Блоки керування мають ряд типовиконань, що відрізняються один від одного за напругою живлення, інтерфейсом підключення і функціональними можливостями.

Сучасна елементна база у сукупності зі схемотехнічними рішеннями дозволила створити блоки керування, які дозволяють інтегруватися в електричні схеми і конструкції розподільних пристроїв різних виробників. Загальні технічні параметри для всіх типовиконань блоків керування наведені в табл. 1, а детальний опис роботи блоків керування – в [3].

Таблиця 1. Технічні параметри блоків керування.

Стандартний цикл автоматичного повторного вмикання (АПВ)	Вим – 0,3 с – Вм-Вим – 15 с – Вм-Вим – 180 с – Вм-Вим*
Власний час вимикання вимикача, мс	25
Максимальна кількість циклів Вм-Вим в годину	100
Ступінь захисту	IP40
Споживана потужність, не більше	
У процесі підготовки до вмикання	50 Вт /70 ВА
У стаціонарному режимі	10 Вт / 15 ВА
Час підготовки до операції "Вмикання", не більше	
Після подачі оперативного живлення	15 с
Після попередньої операції "Вм"	9 с
Час підготовки до операції "Вим" після подачі оперативного живлення, не більше	0,5 с
Час збереження здатності до виконання операції "Вим" після зникнення оперативного живлення, не менш	30 с

\* "Вим" та "Вм" – операції вимикання та вмикання вимикача відповідно.

**Вакуумний вимикач серії VM1 виробництва АВВ.** У вакуумних вимикачах серії VM1 [4] двопозиційний електромагніт складається з нерухомої та рухомої частин магнітопроводу, двох котушок і постійних магнітів (рис. 3,а). Рухома частина – якір – має форму паралелепіпеда та розташовується усередині котушки. Нерухома частина магнітопроводу – пакет феромагнітних пластин прямокутної форми, товщина яких приблизно дорівнює глибині поперечного перетину якоря. На рис. 3,б наведено модуль керування, що встановлюється безпосередньо усередині корпусу вимикача.

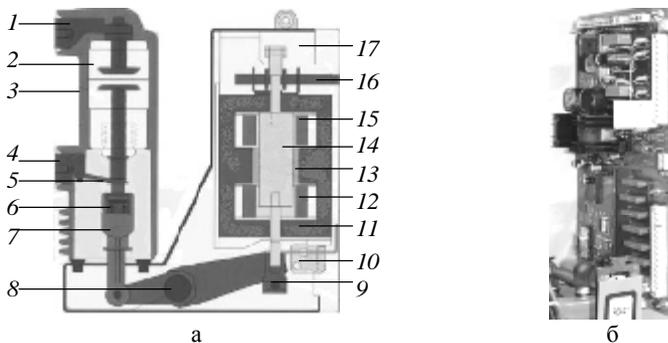


Рис. 3. Конструкція двопозиційного електромагніту (а) та зовнішній вигляд модуля керування.

На рис. 3,а позначено: 1 – верхній термінал; 2 – ВДК; 3 – епоксидна ізоляція; 4 – нижній термінал; 5 – гнучкий контакт; 6 – контактна пружина; 7 – тяговий ізолятор; 8 – важіль; 9 – протиударний вузол; 10 – датчики положення вимикача; 11 – нерухома частина магнітопроводу; 12 – котушка вмикання; 13 – постійні магніти; 14 – яркір; 15 – котушка вимикання; 16 – аварійний ручний привід вимикання; 17 – корпус.

Коли яркір 14 притиснутий до нерухомої частини магнітопроводу 11 з нижньої сторони, він утримується в цьому положенні при знеструмлених котушках 12 і 15 завдяки дії магнітного потоку, що створюється постійними магнітами 13. При цьому контакти ВДК 2 замкнені. Якщо пропустити струм відповідної величини й напрямку через котушку вмикання 15, яркір почне рухатися вгору. Коли яркір упреться в нерухливу частину магнітопроводу з верхньої сторони, він залишиться в цьому положенні й після вимикання котушки 15 завдяки магнітному потоку постійних магнітів. Електромагніт є бістабільним, оскільки має два сталі положення при знеструмлених котушках.

До основного недоліку вимикача можна невелику силу утримання електромагніту при знеструмлених котушках, тому що сила утримання в кожному сталому положенні створюється лише в одному робочому зазорі та обмежується значенням магнітної індукції насичення матеріалу магнітопроводу, що для сучасних магнітом'яких матеріалів складає  $\approx 2$  Тл, а відповідне значення сили утримання  $\approx 160$  Н/см<sup>2</sup>.

Модуль керування (рис. 4,а) складається з двох панелей: перетворювача АС/DC (верхня панель А на рис. 4,а) та блоку керування вимикача (нижня панель Б на рис. 4,а) [5].

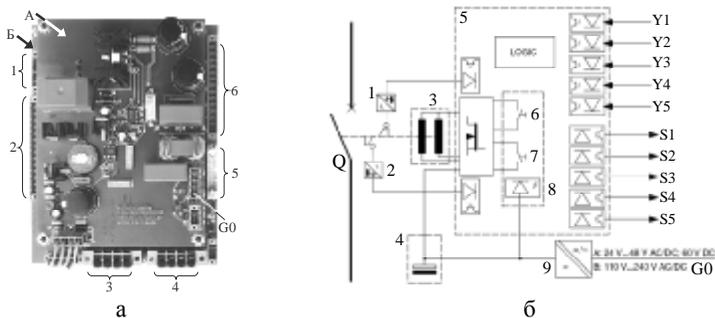


Рис. 4. Конструкція (а) та схема (б) модуля керування.

На рис. 4,а позначено: 1 – входи для сигналів з сенсорів положення вимикача; 2 – входи Y1-Y5; 3 – приєднання для додаткового конденсатора (для циклу АПВ); 4 – приєднання для котушок електромагніту; 5 – приєднання для кнопок вмикання, вимикання та сигнального діоду готовності вимикача до комутації; 6 – виходи S1-S5; G0 – вхід для живлення додатковою напругою.

На рис. 4,б позначено: Q – контакти вимикача; 1 – сенсорний датчик вимкненого положення вимикача; 2 – сенсорний датчик увімкненого положення вимикача; 3 – електромагнітний привод; 4 – додатковий конденсатор; 5 – блок керування вимикача; 6 – кнопка вмикання; 7 – кнопка вимикання; 8 – сигнальний діод (LED) готовності вимикача до комутації; 9 – перетворювач AC/DC; Y1-Y5 – команди щодо комутаційного стану кіл; S1-S5 – вихідні сигнали.

Перетворювач AC/DC з будь-якої напруги у робочому діапазоні вхідної напруги створює напругу 80 В, яка заряджає конденсатор для живлення електромагнітного приводу вимикача. Перетворювач також генерує напругу 12 В для живлення блоку керування.

Блок керування складається з модуля логіки, оптоелектронних елементів зв'язку, фотоелектричних реле, силових електронних компонентів для керування подачею живлення від конденсатора до обмоток електромагнітного приводу, роз'ємів для керування та сигналізації тощо.

Якщо вимикач вимкнено, то енергії конденсатору достатньо для однієї операції вмикання вимикача та однієї операції вимикання. Якщо вимикач увімкнено, то енергії конденсатору достатньо для однієї операції вимикання вимикача, а якщо ж з якоїсь причини зникло оперативне живлення, то енергії достатньо для однієї операції вимикання вимикача упродовж перших 200 секунд з моменту зникнення живлення.

Загальні технічні параметри модуля керування наведені в табл. 2,

а детальний опис роботи – в [6].

Таблиця 2. Технічні параметри модуля керування.

Стандартний цикл автоматичного повторного вмикання (АПВ )	Вим – 0,3 с – Вм-Вим – 180 с – Вм-Вим
Власний час вимикання вимикача	≤50 мс
Споживана потужність, не більше	
У процесі зарядки	100 Вт
У стаціонарному режимі	4 Вт
Значення напруги на конденсаторі, при якому можливе вмикання та вимикання вимикача	
Номінальне значення	80 В
Мінімальне значення	72 В
Час зарядки конденсатора (від джерела постійної напруги)	
Первісна зарядка при введенні в експлуатацію	8-60 с
Повторна зарядка до 80 В після комутації	2,5-3 с

**Вакуумний вимикач серії ВР виробництва ЗАТ "Високовольтний союз".** В електромагнітному приводі вимикача серії ВР (рис. 5,а) виробництва ЗАТ "Високовольтний союз" рухоме осердя 4 утримується магнітними колами постійних магнітів 3 у двох сталих положеннях (рис. 5,б) [7].

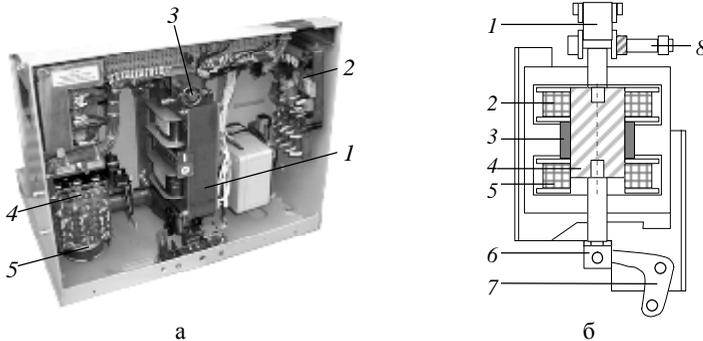


Рис. 5. Зовнішній вигляд (а) та схема (б) вакуумного вимикача серії ВР.

На рис. 5,а показано: 1 – електромагнітний привод; 2 – система керування; 3 – механізм ручного вимикання; 4 – електромеханічні шляхові вимикачі; 5 – конденсатор.

На рис. 5,б показано: 1 – вставка вимикання; 2 – котушка вими-

кання; 3 – постійний магніт; 4 – осердя; 5 – котушка вмикання; 6 – вставка вмикання; 7 – проміжний вал; 8 – вал ручного вимикання.

Переміщення осердя 4 здійснюється двома котушками (2 або 5 залежно від комутаційного стану вимикача) та починається, коли тягове зусилля, що створює котушка буде більше зусилля магнітної защіпки. Конструкція електромагніта розроблена таким чином, що магнітне поле котушок вмикання і вимикання направлене узгоджено з магнітним полем постійних магнітів, що перешкоджає їх розмагнічуванню. Вимикання вимикача відбувається за рахунок енергії попередньо заряджених конденсаторів.

Недоліком вимикача є відносно невелика сила утримання осердя при знеструмлених котушках, тому що сила утримання в кожному сталому положенні створюється лише в одному зазорі і обмежується величиною магнітної індукції насичення матеріалу магнітопроводу. Також істотним недоліком є низька швидкодія вимикача (власний час вимикача складає 42-50 мс [8]).

Схема керування вимикачів серії ВР складає єдине ціле з ним і розміщується безпосередньо в корпусі вимикача. При цьому керування здійснюється, як змінним, так і постійним (випрямленим) оперативним струмом. Застосування нових електронних елементів гарантує високу надійність роботи схеми. Принципові електричні схеми приведені в [9].

З метою гарантованого виконання вимикачем своїх функцій, навіть при зникненні оперативного живлення у споживачів, вимикачі мають такі функціональні можливості:

1. *Резервний блок аварійного вимикання* призначений для вимикання вимикачів при КЗ на лінії та тривалій відсутності при цьому оперативної напруги. Вимикачі з таким блоком призначені для роботи на підстанціях з великою вірогідністю тривалого зникнення оперативної напруги (на час більше 10 годин). Принцип роботи блоку заснований на перетворенні струму первинного кола в напругу з подальшим збільшенням до 220 В. При нормальній роботі підстанції оперативна напруга на вимикач поступає через діодний міст. При зникненні напруги до схеми підключається помножувач, який підтримує конденсатор в зарядженому стані [9].

2. *Блок вмикання* призначений для неоперативного дистанційного вмикання вимикачів за відсутності оперативної напруги [9].

3. *Блок вимикання від струмів КЗ* призначений для вимикання вимикачів при КЗ в умовах відсутності оперативної напруги в колах керування вимикача. Джерелом енергії застосовуються трансформатори струму головного кола, які забезпечують заряд конденсаторів ви-

микача у момент протікання струмів КЗ [9].

**Вакуумний вимикач серії ВБ4-Е виробництва ТОВ "АВМ АМПЕР" (м. Кременчук).** В вимикачах застосовується електромагнітний привод (рис. 6,а) з магнітною защіпкою з двома робочими повітряними зазорами  $\delta_1$  і  $\delta_2$  із використанням висококоерцитивних постійних магнітів 4 із застосуванням електромеханічної системи керування з електронними компонентами (рис. 6,б) [10]. Сила утримання створюється у двох робочих зазорах – між якорем 1 і осердям 6 та між якорем 1 і корпусом 5. Завдяки цьому сила утримання збільшується приблизно у 2 рази, а це, як відомо з літературних джерел [11], дозволяє збільшити здатність до вимикання струмів КЗ.

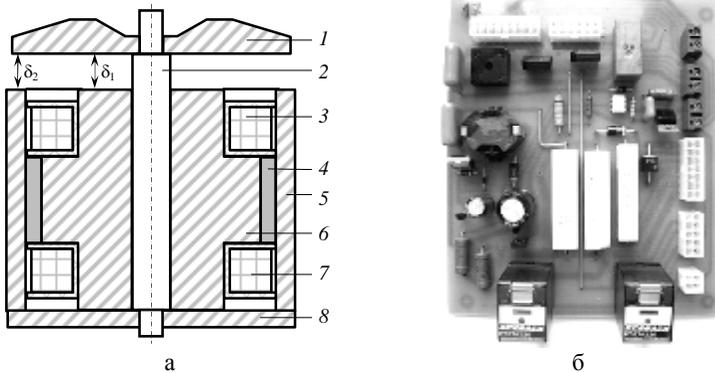


Рис. 6. Конструкція (а) та зовнішній вигляд (б) вакуумного вимикача серії ВБ4-Е.

Електромагніт складається з нерухої частини магнітопроводу (осердя 6 і корпуса 5), рухої частини (немагнітного штока 2 і двох якорів 1 і 8), вмикальної 3 та вимикальної 7 котушок, постійних магнітів 4. Вмикання вимикача відбувається при підключенні вмикальної обмотки до конденсатору. Магнітний потік, що створюється вмикальною обмоткою, направлений згідно з магнітним потоком постійних магнітів. В момент, коли сила тяжіння якоря стає більшою за силу протидіючих пружин, починається рух якоря – контакти ВДК замикаються. Принцип роботи електромагніту при вимиканні вимикача є аналогічним за умови підключення вимикальної обмотки до конденсатору.

Кола живлення системи керування мають можливість підключатися до джерела живлення як змінної, так і постійної напруги 110-220 В, забезпечуючи при цьому напругу заряду конденсатора на рівні 330-350 В.

Це необхідно задля забезпечення гарантованих циклів АПВ вимикача без застосування додаткових конденсаторів.

Як показала експериментальна перевірка близько 300 екземплярів, розроблена система керування вимикачем забезпечує:

1. Надійне вмикання і вимикання вимикача при різному характері джерела живлення.

2. Виконання всіх необхідних циклів роботи вимикача згідно [12].

3. Ряд необхідних захисних блокувань, а саме: обмеження часу підключення обмоток контакторів і котушок електромагніту до джерела живлення, що унеможливило їх вихід з ладу із-за перегріву; неможливість вмикання і вимикання вимикача при недостатньому рівні напрузі на конденсаторі; неможливість одночасної видачі команди на вмикання і вимикання вимикача; неможливість видачі команди на вмикання при неувімкненому положенні вимикача; захист від повторного вмикання вимикача (повторного розряду конденсатора на котушку вмикання).

**Висновки.** У статті проведено аналітичний огляд конструкцій та систем керування вакуумних вимикачів середньої напруги, які мають попит на ринку комутаційної апаратури України, показані особливості їх роботи, зазначені переваги та недоліки.

**Список літератури:** 1. *Клименко Б.В. , Байда Е.И. , Гречко А.М. , Боев С.В.* О термическом действии токов коротких замыканий в электрических цепях средних напряжений, защищаемых вакуумными выключателями. – *Электротехника і електромеханіка.* – Харків, 2007. – № 1. – С. 30-33. 2. [www.teu.tavrida.com/vv.htm](http://www.teu.tavrida.com/vv.htm). 3. Блок управления серии БУ/TEL-12А для вакуумных выключателей серии ВВ/TEL. Руководство по эксплуатации ТШАГ 468332.034 РЭ. 4. [www.abb.ua/ProductGuide/Alphabetical.aspx](http://www.abb.ua/ProductGuide/Alphabetical.aspx). 5. VM1. Medium voltage vacuum circuit-breakers with magnetic drive 12-24 kV, 630-2500 A, 16-31,5 kA. [www.abb.com](http://www.abb.com). 6. VM1. Вакуумный выключатель с магнитным приводом. Руководство по монтажу, обслуживанию и уходу. [www.abb.com](http://www.abb.com). 7. [www.vsoyuz.ru/russian/products](http://www.vsoyuz.ru/russian/products). 8. *Мельник Я.В.* Выключатели вакуумные серии ВР. Особенности конструкции, результаты испытаний и эксплуатации / *Я.В. Мельник // Электротехника і електромеханіка.* – 2003. – № 3. – С. 90-94. 9. Выключатели вакуумные серии ВР. Техническая информация. НКАИ.670049.011 ТИ, 2005. 10. [www.abm-ampere.com/prod\\_vb4-e.htm](http://www.abm-ampere.com/prod_vb4-e.htm). 11. *Кузнецов Р.С.* Аппараты распределения электрической энергии на напряжение до 1000 В / *Р.С. Кузнецов* – М.: Энергия, 1970. – 544 с. 12. Выключатели переменного тока на напряжении свыше 1000 В. Общие технические условия: ГОСТ 687-78. – М.: Изд-во стандартов, 1984. – 71 с.

*Надійшла до редколегії 12.04.2011*

*Рецензент д.т.н., проф. Клименко Б.В.*

**Е.Г. КОРОЛЬ**, ассистент, НТУ "ХПИ", Харьков

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

**Ю.Д. РУДАС**, канд. техн. наук., ст. науч. сотр., НТЦ МТО НАН  
Украины

## **ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТА КОМПЕНСАТОРА С ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ**

Приведено результати моделювання електромагніту компенсатора з ферромагнітним осердям, що використовують для зниження зовнішнього магнітного поля електроустановки. Запропоновано методику вибору оптимальних розмірів електромагніту.

Приведены результаты моделирования электромагнита компенсатора с ферромагнитным сердечником, используемом для снижения внешнего магнитного поля электрооборудования. Предложена методика выбора оптимальных размеров электромагнита.

**Введение.** Электромагниты компенсаторы (ЭК) применяются для снижения внешнего магнитного поля (ВМП) электрооборудования, к которому предъявляются требования электромагнитной совместимости и экологической безопасности. В настоящее время отсутствует единая методика расчета параметров таких ЭК. Различные подходы предложены в работах [1-7], реализованы в методиках расчета параметров электромагнитов, обеспечивая погрешность расчета 0,1-0,3. Эти методики в основном ориентированы на расчеты электромагнитов с традиционными формами магнитной системы: П-образной, броневой. Отличительной особенностью этих методик является приближенный учет нелинейных характеристик ферромагнитного сердечника (ФС), заключающейся в определении нелинейных характеристик ферромагнитного материала стандартного образца (в виде замкнутого кольца) и переносе этих характеристик на реальный электромагнит. При этом для ЭК имеется существенная погрешность, поскольку магнитные характеристики ферромагнитных тел разомкнутой формы существенно отличающихся от стандартных образцов. Повысить точность проектирования ЭК в этом случае удастся за счет методов, оптимизирующих выбор параметров с учетом экспериментальных данных, либо на основе моделирования с учетом конкретной формы магнитной системы.

**Цель работы** – моделирование электромагнита компенсатора с ферромагнитным сердечником.

**Коэффициент размагничивания формы ферромагнитных тел.** Встречающиеся в литературе понятие о коэффициенте размагничивания относят к намагниченному телу. При намагничивании во внешнем поле образца из ферромагнитного материала разомкнутой формы (например, цилиндра) на его краях образуются магнитные полюсы, создающие внутри образца магнитное поле, направленное обратно по отношению к намагничивающему внешнему полю. Размагничивающее поле полюсов образца  $H_0$  пропорционально его намагниченности  $J$  и равно  $H_0 = NJ$ , где коэффициент  $N$ , связывающий напряженность собственного поля образца и его намагниченность, называется размагничивающим фактором или коэффициентом размагничивания. Если образец находится в ВМП с напряженностью  $H_1$ , то истинная напряженность поля в образце равна  $H_2 = H_1 - NJ$  [8]. В большинстве практических случаев коэффициенты размагничивания определяются экспериментально.

Коэффициент размагничивания может быть точно рассчитан по аналитическим соотношениям только для эллипсоидов, которые имеют однородную намагниченность (в частности, для шара  $N = 1/3$ , для очень тонкой пластинки  $N = 1$ , для бесконечно длинного цилиндра в поперечном поле  $N = 1/2$ ). Для некоторых образцов простой формы коэффициент размагничивания рассчитывается по эмпирическим формулам. Коэффициенты размагничивания  $N_a, N_b, N_c$  эллипсоида по направлению главных осей  $2a, 2b, 2c$  зависят лишь от отношений размеров осей  $a/b, a/c$ . При этом выполняется условие [6]  $N_a + N_b + N_c = 1$ . На практике при проектировании ЭК обычно рассматривается эллипсоид вращения. В этом случае размеры двух полуосей совпадают ( $b = c$ ) и отношение размеров осей можно определить одним коэффициентом  $\alpha = a/b$ , причем обычно рассматривается вытянутый эллипсоид вращения в направлении главной оси и  $\alpha > 1$ . Соотношение для коэффициента размагничивания имеет вид [6]:

$$N_a = \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 - 1}} \ln \left( \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1} \right) - 1 \right) / (\alpha^2 - 1). \quad (1)$$

При решении краевых задач магнитостатики, связанных с намагничиванием тел в однородном ВМП, тела в форме призм заменяются эквивалентными эллипсоидами вращения, исходя из условий, что площадь сечения круга эллипсоида и квадрата призмы равны (малая полуось эллипсоида  $b = p/\sqrt{\pi}$ , где  $p$  – сторона квадрата), а площадь

эллипса с полуосью  $a$  равна площади прямоугольника наибольшего сечения призмы (большая полуось эллипсоида  $a = g/\sqrt{\pi}$ , где  $g$  – сторона прямоугольника).

В [6, 7] приведены соотношения, характеризующие статическую индуктивность катушки с ФС в форме вытянутых софокусных эллипсоидов вращения:

$$L_{c,\delta} = \left[ \mu_0 V_c (w/l_c)^2 (1 - N_c^*) \right] \cdot \left[ 1 + (1 - N_c^*) \chi_\delta V_\delta / V_c \right] = L_c \cdot K_\delta; \quad (2)$$

$$L_c = \mu_0 V_c (w/l_c)^2 \cdot (1 - N_c^*); \quad (3)$$

$$K_\delta = 1 + (1 - N_c^*) \cdot \chi_\delta V_\delta / V_c; \quad (4)$$

$$\chi_\delta = (\bar{\mu} - 1) / (N_\delta (\bar{\mu} - 1) + 1); \quad (5)$$

$$\bar{\mu} = \mu \left[ 1 - \delta \left( \frac{\mu}{\mu - 1} - (N_\delta^{*s} - \delta N_\delta^*) \right)^{-1} \right]; \quad (6)$$

$$\delta = V_\delta^3 / V_\delta, \quad (7)$$

где  $L_c$  – индуктивность соленоида (катушки) без ФС, Гн;  $K_\delta$  – коэффициент, характеризующий увеличение собственной индуктивности соленоида при нахождении внутри него стального тела;  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $V_c$  – объем ограниченный соленоидом, м<sup>3</sup>;  $w$  – число витков соленоида;  $l_c$  – длина соленоида, м;  $l$  – длина ФС, м;  $N_c^*$  – параметр, учитывающий форму соленоида,  $N_c^* = N_a$ ;  $V_T$  – объем, ограниченный наружной поверхностью ФС, м<sup>3</sup>;  $\chi_T$  – магнитная восприимчивость полового тела;  $N_T$  – коэффициент размагничивания ФС;  $\bar{\mu}$  – эквивалентная относительная магнитная проницаемость материала ФС сплошного тела;  $\delta$  – отношение объемов  $V_T^i$  и  $V_T$ , ограниченных наружной поверхностью катушки и ФС;  $N_T^{*i}$ ,  $N_T^*$  – коэффициенты размагничивания, учитывающие формы соответственно катушки и ФС, выражение для которых, как и для параметра  $N_c^*$ , задается формулой (1).

*Круговой соленоид произвольной длины (катушка).* Для катушки длиной  $l_c$ , диаметром  $d$ ,  $\alpha = l_c/d$  коэффициент размагничивания равен:

$$N_{\dot{\epsilon}\delta}^* = 1 - \frac{4\alpha}{3\pi} \left[ \sqrt{\alpha^2 + 1} \left( \hat{E}(\alpha) + \frac{1 - \alpha^2}{\alpha^2} \hat{A}(\alpha) \right) - \frac{1}{\alpha^2} \right], \quad (8)$$

где  $K(\alpha)$ ,  $E(\alpha)$  – полные эллиптические интегралы соответственно первого и второго рода.

*Короткий круговой соленоид* ( $\alpha \leq 1$ ). Коэффициент размагничивания равен:

$$N_{к.кр}^* = 1 - \frac{2\alpha}{\pi} \left[ \left( 1 + \frac{\alpha^2}{8} - \frac{\alpha^4}{64} + \frac{5\alpha^6}{1024} - \frac{35\alpha^8}{16384} + \mathbf{L} \right) \ln \frac{4}{\alpha} - \mathbf{L} - \frac{1}{2} + \frac{\alpha^2}{32} + \frac{\alpha^4}{96} - \frac{109\alpha^6}{24576} + \frac{431\alpha^8}{196608} - \mathbf{L} \right]. \quad (9)$$

*Длинный круговой соленоид* ( $\alpha > 1$ ). Коэффициент размагничивания равен:

$$N_{\dot{\alpha}\dot{\epsilon}\dot{\delta}}^* = \frac{4}{3\pi\alpha} - \frac{1}{8\alpha^2} + \frac{1}{64\alpha^4} - \frac{5}{1024\alpha^6} + \mathbf{L} + \mathbf{L} \frac{(-1)^n (3 \cdot 5 \mathbf{L} \cdot 2n - 3)^2}{2^{2n} n! (n+1)!} \cdot \frac{(2n-1)}{\alpha^{2n}} + \mathbf{L} \quad (10)$$

**Расчет ферромагнитного сердечника.** Исходными данными для расчета ФС является относительная магнитная проницаемость материала, напряженность однородного поля, намагничивающего ФС и параметры, характеризующие геометрию катушки и ФС. Выходными данными являются диаметр и длина цилиндрического ФС (либо длина и сторона квадрата для ФС в форме призмы); число витков, внутренний и наружный диаметр катушки, длина катушки. В данной работе рассматривается расчет цилиндрического ФС.

Для большинства применяемых сталей относительная магнитная проницаемость материала равна (500-1000) единиц. Средняя величина напряженности однородного поля может быть принята равной

$$H_c = H_{max} \cdot k, \quad (11)$$

где  $H_{max}$  – максимальная напряженность поля;  $k$  – эмпирический коэффициент,  $k \approx 0,08$ .

В первом приближении максимальная напряженность поля может быть определена для катушки, ампервитки которой приведены к эквивалентной одновитковой катушке. В теории [9] максимальное поле достигается в центре такой одновитковой катушки

$$H_{max} = I/(2\pi a), \quad (12)$$

где  $I$  – суммарные ампервитки катушки;  $a$  – внутренний радиус эквивалентной катушки.

Связь геометрических параметров катушки и ФС с напряженностью намагничивающего поля определяется по методике, приводимой ниже.

**Расчет поверхностных токов намагниченности ФС.** Распределение удельной плотности поверхностных токов намагниченности цилиндрического ФС конечной длины имеет следующий вид[10]:

$$\sigma(x) = H(x) \left( \frac{\mu}{\mu - \mu_0} - \frac{1}{2} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \right)^{-1}, \quad (13)$$

где  $x$  – текущая координата точки на оси ФС, обусловленная токами проводимости;  $H(x)$  – напряженность магнитного поля в этой точке;  $\mu$  – магнитная проницаемость материала ФС;  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  – углы, под которыми видны центры окружностей торцов цилиндрического ФС.

Поверхностный ток цилиндрического ФС определяется интегрированием вдоль его оси

$$J = \int_0^{l_c} \sigma(x) dx = \int_0^{l_c} H(x) \left( \frac{\mu}{\mu - \mu_0} - \frac{1}{2} \left[ \frac{l_c - x}{\sqrt{r_c^2 + (l_c - x)^2}} + \frac{x}{\sqrt{r_c^2 + x^2}} \right] \right)^{-1} dx, \quad (14)$$

где  $l_c$  и  $r_c$  – длина и радиус ФС.

Учитывая симметрию подынтегральной функции относительно  $x = l_c/2$ , и то, что поперечное сечение ФС обычно постоянно по длине, соотношение (14) принимает вид

$$J = 2H_c \int_0^{l_c/2} \frac{dx}{\frac{\mu}{\mu - \mu_0} - \frac{1}{2} \left[ \frac{l_c - x}{\sqrt{r_c^2 + (l_c - x)^2}} + \frac{x}{\sqrt{r_c^2 + x^2}} \right]}, \quad (15)$$

где  $H_c$  – среднее значение напряженности намагничивающего магнитного поля в объеме, занимаемом ФС.

Соотношение (15) может быть представлена в следующем виде:

$$J = H_c \cdot l_c \cdot J' [f(x)], \quad (16)$$

где  $J' [f(x)]$  – относительная величина поверхностного тока намагниченности.

Подынтегральную функцию представим в виде разложения в ряд

Тейлора, ограничиваясь конечным числом  $n$  ряда, например  $n = 4$ :

$$J'[f(x)] = \frac{1}{90} \left[ 7f(0) + 32f\left(\frac{l_c}{8}\right) + 12f\left(\frac{2l_c}{8}\right) + 32f\left(\frac{3l_c}{8}\right) - 7f\left(\frac{4l_c}{8}\right) \right]. \quad (17)$$

Для упрощения вычислений  $J'[f(x)]$  предложена следующая упрощенная формула для расчета относительной величины поверхностного тока намагниченности ФС:

$$J'[f(\lambda)] = \frac{1}{\frac{\mu}{\mu - \mu_0} - \frac{1}{2} \left[ \frac{1,5\lambda}{\sqrt{1 + 2,25\lambda^2}} + \frac{0,5\lambda}{\sqrt{1 + 0,25\lambda^2}} \right]}, \quad (18)$$

где  $\lambda = l_c/d_c$  – относительная длина ФС;  $d_c$  – диаметр ФС.

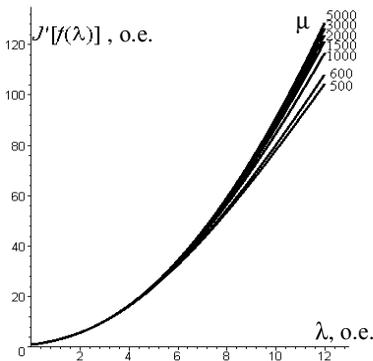


Рис. 1. Семейство кривых  $J'[f(\lambda)]$  при различных  $\mu$ .

Результаты расчета поверхностных токов намагниченности (в относительных единицах) ФС при различных значениях относительной длины и магнитной проницаемости материала приведены на рис. 1.

Относительная ширина диапазона изменения поверхностного тока определяется по формуле

$$\delta = \frac{J'(\mu = 5000) - J'(\mu = 500)}{J'(\mu = 5000)}. \quad (19)$$

В табл. 1 приведены результаты расчета  $\delta$  по соотношению (19).

Таблица 1 – Зависимости поверхностного тока от параметра  $\lambda$ .

$\lambda$	$J'(\mu = 5000)$	$J'(\mu = 500)$	$\delta$
2	5,8	5,7	0,01
4	16,7	16,2	0,03
6	34,6	32,6	0,06
8	59,3	53,6	0,10
10	90,8	78,0	0,14
12	128,7	104,4	0,19

Погрешность расчетов по упрощенной формуле (18) не превышает 6% при изменении относительной длины ФС в достаточно широких пределах до  $\lambda = 6$  и практически не зависит от величины магнитной проницаемости.

**Оптимизация электромагнита компенсатора с ферромагнитным сердечником.** Проведенные исследования показали, что при заданном ограничении соотношения основных размеров ФС ( $\lambda$ ) может быть сформулирована задача оптимизации параметров ЭК: на первом этапе выбираются размеры ФС, на втором – остальные параметры ЭК.

*Первый этап.* На основе соотношения (16) и полученной упрощенной формулы (18) предложена методика расчета ФС с использованием метода последовательных приближений. В качестве варьируемого параметра используется диаметр ФС. Алгоритм расчета следующий:

– выбирается ориентировочная величина относительной длины ФС  $\lambda$ ;

– определяется расчетная длина ФС

$$l_c = \frac{H_{max}}{H_c J'[\lambda]} = \frac{1}{k' J'[\lambda]}; \quad (20)$$

– определяется расчетный диаметр ФС

$$d_c = l_c / \lambda; \quad (21)$$

– проверяется условие

$$d_c < 2a; \quad (22)$$

– при невыполнении условия (22) расчет повторяется при новых значениях  $\lambda$ .

Предложенная методика позволяет определить оптимальное соотношение основных размеров цилиндрического ФС, с помощью которого обеспечивается создание максимального поля намагниченности.

*Второй этап.* С использованием соотношений (20)-(22) проводится расчет ЭК с ФС по методике, приведенной в [1].

Основные расчетные соотношения методики имеют вид:

$$M_E = J_{\tilde{n}} V_{\tilde{n}}; \quad (23)$$

$$J_c = \frac{1}{2N_m} \left[ N_c a + H_I + b - \sqrt{(N_c a + H_I + b)^2 - 4N_c H_I a} \right]; \quad (24)$$

$$V_c = \pi D_1^2 l / 4; \quad (25)$$

$$N_c = 0,93 p^{-1,7}; \quad (26)$$

$$N_m = N_c / k ; \quad (27)$$

$$H_I = 0,5 j k_f (D_2 - D_1) ; \quad (28)$$

$$p = l / D_1 ; \quad (29)$$

$$k_f = \chi (4 P_E / (\pi j U))^{0,5 \xi} ; \quad (30)$$

$$P_E = \pi / 4 j^2 \rho k_f l (D_2^2 - D_1^2) , \quad (31)$$

где  $M_E$  – магнитный момент ЭК;  $J_{\bar{n}}$  – вектор средней намагниченности по объему  $V_{\bar{n}}$ ;  $V_c$  – объем ФС;  $N_m$  и  $N_c$  – соответственно средних и центральный коэффициент размагничивания;  $a, b$  – постоянные коэффициенты полинома, аппроксимирующего кривую намагничивания материала ФС;  $H_I$  – внешнее намагничивающее поле, создаваемое электрическими токами;  $D_1$  – внутренний диаметр катушки;  $l$  – длина катушки;  $p$  – коэффициент удлинения ФС;  $k$  – коэффициент учитывающий отношение центрального и среднего коэффициентов размагничивания;  $j$  – допустимая плотность тока катушки;  $k_f$  – коэффициент заполнения;  $D_2$  – внешний диаметр катушки;  $\chi$  и  $\xi$  – постоянные, характерные для данной марки провода, причем  $\xi < 1$ ;  $P_E$  – потребляемая ЭК мощность;  $U$  – напряжение питания;  $\rho$  – удельное сопротивление материала катушки.

Масса ЭК определяется по соотношению

$$m_E = \left[ V_{\bar{n}} \gamma_c + \frac{P_E \gamma}{j^2 \rho} \left( 1 + \frac{1 - k_f \gamma_n}{k_f \gamma} \right) \right] (1 + k_0) , \quad (32)$$

где  $\gamma_c$  – плотность материала ФС;  $\gamma$  – плотность меди;  $\gamma_n$  – плотность наполнителя;  $k_0 \approx 0,15$  – постоянный коэффициент.

Для выяснения основных особенностей характеристик ЭК полезно систему (23) – (32) по возможности упростить. В качестве допущений принимаются постоянными величины  $a, b, \gamma_c, \gamma, \rho, j, U, \xi, \chi, \gamma_n, k_0$ .

С учетом этих допущений основные уравнения системы могут быть представлены в виде функций от параметров  $P_E, l, D_1, D_2$  :

$$M_E = M_E(P_E, l, D_1, D_2) ; \quad (33)$$

$$m_E = m_E(P_E, l, D_1) ;$$

$$P_E = P_E(D_1, D_2) .$$

По сравнению с длиной  $l$  геометрические параметры  $D_1$  и  $D_2$  являются второстепенными и их можно исключить из числа параметров

функций (33). На функциональном уровне система (33) преобразуется к виду:

$$M_E = M_E(m_E, P_E, l). \quad (34)$$

Проведенные в [1] исследования показали, что зависимость (34) неоднозначна, и имеет вид обратной параболы от  $P_E$  и оптимальная величина  $M_E$  достигается при минимуме мощности.

При проектном расчете ЭК в качестве исходных данных принимаются: расчетное значение магнитного момента  $M_E$ ; величины напряжения питания  $U$ ; допустимая температура нагрева  $\theta$ ; температура окружающей среды  $\theta_0$ ; допустимая плотность тока  $j$ ; расчетная длина ФС ЭК  $l_c$  (20).

Далее проводится расчет параметров ЭК по соотношениям (23)-(31) и оптимизация ЭК исходя из критерия минимума потребляемой мощности.

#### **Выводы.**

1. Получено аналитическое соотношение для расчета напряженности поля цилиндрической катушки с ферромагнитным сердечником. Вывод соотношения построен на эквивалентном представлении цилиндрической катушки и ферромагнитного сердечника в виде софокусных эллипсоидов вращения, связь коэффициентов размагничивания, по осям которого дается известными аналитическими соотношениями, и разложении функции намагничивания эллипсоида в ряд Тейлора. Погрешность расчетов по предложенной методике не превышает 5 % при числе членов ряда равном четырем и может быть снижена при увеличении членов ряда.

2. По результатам расчета намагниченности определено оптимальное соотношение длины и диаметра ферромагнитного сердечника, величина которого составляет 6 единиц. Полученные величины могут быть использованы как приближенные оценки для определения габаритов электромагнитов компенсаторов на начальных этапах его проектирования.

**Список литературы:** 1. Коваленко А.П. Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами. – М.: Машиностроение, 1975. – 248 с. 2. Розов В.Ю., Волохов С.А., Ерисов А.В. Электромагнитный компенсатор магнитных полей технических объектов // Вісник Національного Технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2001. – № 15. – С. 191-197. 3. Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с. 4. Айрян Э.А., Жидков Е.П., Федоров А.В. и др. Численные алгоритмы расчета магнитных систем ускорителей заряженных

частиц // Физика элементарных частиц и атомного ядра. – Дубна: ОИЯИ, 1990. – Том 21. – №1. – С. 251-307. **5. Гордон А.В., Сливинская А.Г.** Поляризованные электромагниты. – М.-Л.: Энергия, 1964. – 120 с. **6. Аркадьев В.К.** Электромагнитные процессы в металлах. Ч. 1-2. – М.-Л.: ОНТИ, 1934. – Ч. 1. Постоянное электрическое и магнитное поле. – 230 с. **7. Гендлер М.Б., Розенблат М.А., Рубчинский А.А.** Магнитное состояние разветвленных сердечников произвольной конфигурации // Автоматика и телемеханика. – 1971. – №5. – С. 167-175. **8. Кифер И.И.** Испытания ферромагнитных материалов / И.И. Кифер. – 3-е изд. – М.: Энергия, 1969. – 360 с. **9. Калашиников С.Г.** Электричество. – М.: Наука, 1970. – 668 с. **10. Востроилов Р.С.** Расчет магнитных полей в кусочно-однородных средах // Тр. Новочерк. политех. ин-та, 1971. – Т. 236. – С. 14-18.



**Король Елена Геннадьевна**, ассистент кафедры "Электрические аппараты" Национального технического университета "ХПИ". Защитила диплом магистра с отличием в 2004 г. по специальности электрические машины и аппараты.

Научные интересы связаны с проблемой электромагнитной совместимости в части магнитных полей.



**Луников Валерий Сергеевич**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты, соответственно в 1973, 1987 и 2004 гг. С 1973 по 1998 гг. работал в области магнетизма технических объектов. Заведующий кафедрой "Электрические аппараты" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 2005 г.

Научные интересы связаны с проблемами электромагнитной совместимости технических средств, магнетизмом технических объектов, магнитной левитацией, физическими полями электрических аппаратов.



**Рудас Юрий Данилович**, канд. техн. наук, старший научный сотрудник Научно-технического центра магнетизма технических объектов НАН Украины, Харьков. Окончил Харьковский государственный университет им. М. Горького в 1972 г. по специальности радиопизика.

Научные интересы связаны с проблемами магнетизма технических объектов и магнитной экологии.

*Поступила в редколлегию 19.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

*О.А. КРУГЛЯК*, зам.нач відділу ЗАТ "СКБ Електрошит", Харків

*О.О. КОРНЄЄВ*, студент, НТУ "ХПІ", Харків

*Ю.С. ГРИЩУК*, канд. техн. наук, проф., НТУ "ХПІ", Харків

## **РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ ЩИТА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ДЛЯ ПІДСТАНЦІЙ ДО 35 кВ**

Розроблений стенд і алгоритм його роботи, які дозволяють автоматизувати процес випробувань і досліджень систем оперативного постійного струму (СОПС).

Разработанный стенд и алгоритм его работы, который позволяет автоматизировать процесс испытаний и исследований систем оперативного постоянного тока (СОПТ).

**Вступ.** На сьогоднішній час в промисловості виникає питання розробки систем оперативного постійного струму (СОПС) для підстанцій від 10 кВ до 750 кВ. В залежності від типу споживача, мережа живлення повинна бути забезпечена надійністю електропостачання. Споживачі за надійністю електропостачання розподіляються на три категорії.

Споживачі першої категорії – споживачі, перерва електропостачання яких може спричинити небезпеку для життя людей, загрозу для безпеки держави, значний матеріальний збиток, розлад складного технологічного процесу, порушення функціонування особливо важливих елементів комунального господарства, об'єктів зв'язку і телебачення.

Із складу споживачів першої категорії виділяється особлива група споживачів, безперервна робота яких потрібна для безаварійної зупинки виробництва з метою запобігання загрози життя людей, вибухів і пожеж.

Споживачі другої категорії – споживачі, перерва електропостачання яких призводить до масового недовироблення продукції, масовим простоям робітників, механізмів і промислового транспорту, порушенню нормальної діяльності значної кількості міських і сільських жителів.

Споживачі третьої категорії – усі інші споживачі, що не підпадають під визначення першої і другої категорій.

Споживачі першої категорії в нормальних режимах повинні забезпечуватися електроенергією від двох взаємно незалежних резервних джерел живлення, і перерва їх електропостачання при порушенні

електропостачання від одного з джерел живлення може бути допущена лише на час автоматичного відновлення живлення. Для забезпечення електропостачання особливої групи споживачів першої категорії повинне передбачатися додаткове живлення від третього взаємно незалежного резервного джерела живлення.

В якості третього незалежного джерела живлення для особливої групи використовується акумуляторна батарея.

Покращення надійності зазначеної вище СОПС потребує дослідження параметрів роботи електричних апаратів, що входять до його складу. Автоматизація досліджень СОПС може бути виконана за допомогою стенду, розробленого на базі сучасного мікроконтролера (МК). Результати таких досліджень дозволять підібрати оптимальні апарати керування електродвигуном, виконати контроль їх параметрів та провести серію дослідів, максимально наближених до реальних умов використання СОПС [1-8].

**Метою даної роботи** є розробка автоматичної системи керування технологічним процесом досліджень (АСК ТПД) системи оперативного струму, на базі мікроконтролера з метою покращення та підвищення точності досліджень апаратів, що входять до складу шафи живлення типу ШПКЕ [2].

Схема електрична принципова наведена на рис. 1[2].

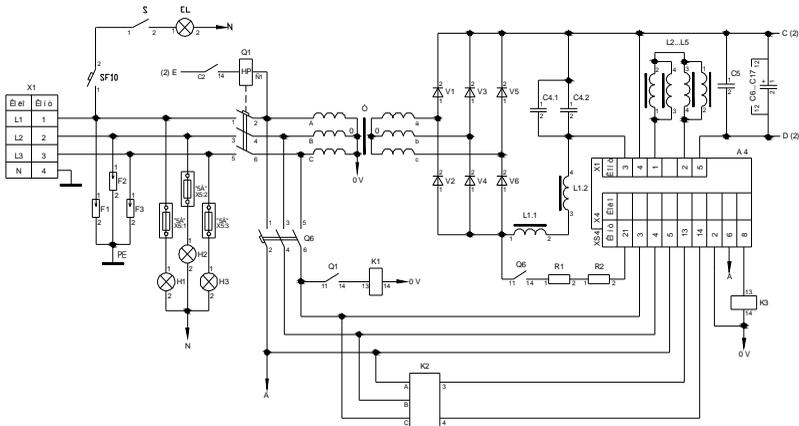


Рис. 1. Схема електрична принципова системи керування ШПКЕ.

**Аналіз системи оперативного струму.** Основні технічні характеристики системи живлення постійного струму відповідають зазначеним у табл. 1.

Таблиця 1 – Основні технічні характеристики системи живлення

Найменування параметрів	Норма
1 Мережа живлення	
1.1 Номінальна напруга, В	380
1.2 Частота, Гц	50
1.3 Число фаз	3
1.4 Кількість вводів	2
2 Режим роботи	тривалий
3 Вихід перетворювача постійного струму	
3.1 Номінальна напруга, В	220
3.2 Номінальний струм, А	40
3.3 Діапазон регулювання напруги, В	0 - 240
3.4 Нестабільність напруги, %, не більше	1
3.5 Змінна складова напруги, %, не більше	1
3.6 Номінальна потужність, квт	8,8
4 Кількість перетворювачів	2
5 Коефіцієнт потужності, не менш	0,94
6 Коефіцієнт корисної дії, не менш	0,9
7 Кількість секцій шин постійного струму	2
8 Кількість вихідних приєднань у кожній секції шин	8
9 Уставка спрацьовування, сигналізації зниження опору ізоляції мережі постійного струму, кОм	20

Шафа живлення ШПКЭ 9841-3772 надалі іменована – "виріб" виконана у вигляді шафи однобічного обслуговування[2].

Виріб забезпечує нормальну роботу при відхиленнях напруги живильної мережі від номінального значення в межах від мінус 20 до плюс 15 % і відхиленнях частоти живильної мережі від номінального значення в межах 1 Гц. Виріб забезпечує стабілізацію вихідної напруги постійного струму за допомогою перетворювача, на вхід якого надходить змінна напруга з мережі живлення. Він забезпечує живлення вихідних кіл постійного струму при сумарному навантаженні не більше 40 А в тривалому режимі роботи від мережі живлення змінного струму та акумуляторній батареї (АБ) при відсутності напруги на вводі.

Режими роботи АБ:

- режим постійного підзаряду;
- режим заряду;
- режим розряду на кола постійного струму

Виріб забезпечує:

- а) регулювання вихідної напруги в діапазоні від  $1,8U_N$  до  $2,35U_N$  у режимі заряду АБ, де  $N$  - число елементів в АБ;
- б) відключення від мережі живлення при симетричному зниженні

фазних напруг мережі живлення менш 0,7 номінального значення, і при зниженні напруги однієї з фаз менш 0,6 від значення напруги двох інших фаз;

в) автоматичне повторне включення з появою напруги живильної мережі після його зникнення при роботі виробу в режимі постійного підзаряду.

г) відключення перетворювача від мережі живлення при підвищенні напруги на виході перетворювача за межі  $(260 \pm 2)$  В.

Обмеження вихідного струму на рівні номінального значення ( $I_n$ ) у діапазоні зміни напруги на виході виробу від номінального значення до 0,3 від цього значення й на рівні  $(1,1 I_n)$  при зменшенні напруги на виході виробу до нуля.

Цей виріб забезпечує й можливість ручного включення й відключення вихідних кіл, захист від струмів короткого замикання автоматичними вимикачами, сигналізацію за допомогою сигнальних реле:

- напруга на АБ знижена нижче  $(180 \pm 2)$  В;
- несправність перетворювачів;
- вимикач АБ відключен;
- опір ізоляції знижено.

Види електричних параметрів, що вимір яких забезпечує виріб :

- напруга вихідних кіл постійного струму;
- струм навантаження перетворювача;
- сумарний струм кіл виходу;
- опір ізоляції кіл постійного струму (понад 20 кОм).

Функції сигналізації виробувласними світлосигнальними приладами:

- наявність напруги на ввіді змінного струму;
- включене (відключене) положення комутаційних апаратів, що входять у їхній склад відповідно до мнемосхеми;
- несправного стану системи постійного струму;
- несправного стану складових частин виробів.

Виріб забезпечує видачу в зовнішні кола сухими контактами інформації про основні несправності складових частин виробів:

- несправного стану системи постійного струму;
- несправного стану складових частин виробу;
- опір ізоляції знижений;
- аварійне відключення автоматичних вимикачів ліній, що відходять (рис. 2).

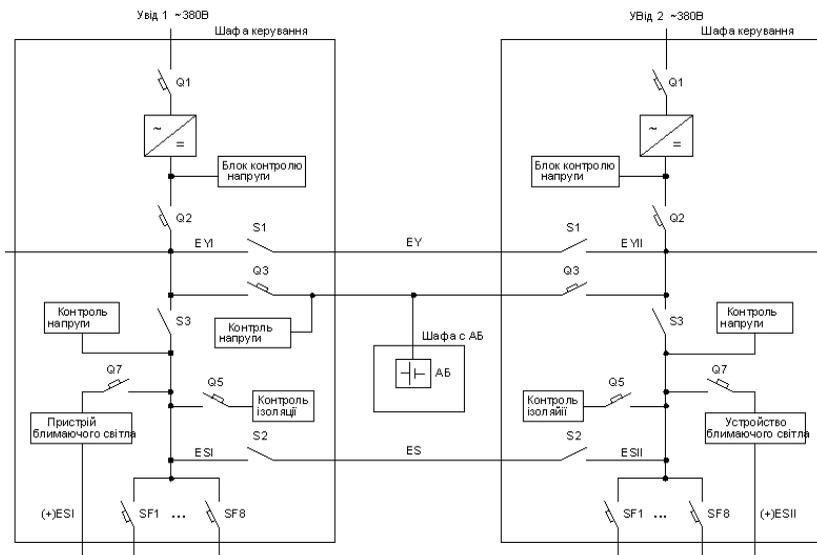


Рис. 2. Однолінійна схема щита постійного струму.

Припустимо навантаження в колах зовнішньої сигналізації становить до 0,15 А постійного або до 2 А змінного струму напругою 220 В.

Ступінь захисту виробу IP20; ступінь захисту нижньої площини – IP00 за ГОСТ 14254.

Випробна напруга між струмоведучими елементами й корпусом виробу в нормальних кліматичних умовах становить для кіл вводу – 2500 В, виходу й сигналізації – 2000 В.

Виріб містить такі функціональні групи:

- перетворювач, що забезпечує перетворення напруги мережі живлення в напругу постійного струму;
- вузол контролю опору ізоляції в мережі постійного струму, що забезпечує контроль й аварійну сигналізацію, неприпустимого зниження рівня опору ізоляції в мережі нижче 20 кОм, а також вимір поточних значень опору ізоляції полюсів мережі вище 20 кОм;
- вузол сигналізації, що забезпечує контроль і сигналізацію несправного
  - стану складових частин виробу;
  - пристрій утворення шинки миготливого світла (+)ES;
  - пристрій контролю допустимих рівнів напруги в колах перетво-

рьювача, АБ і навантаження.

Органи керування, сигналізації й вимірювальні прилади виробу мають таблички з написами. На дверях виробу розташовані:

- контрольно-вимірювальні прилади;
- пристрій контролю ізоляції;
- індикатори світлової сигналізації;
- вказівні реле;
- перемикачі.

Апаратура усередині виробу розміщена на металоконструкції, у блоках і на друкованих платах. Електричні з'єднання у виробі виконані мідними проводами з поліхлорвініловою ізоляцією. Увід кабелів виконаний знизу через проріз у нижній площині виробу.

Схемні рішення виробу забезпечують:

- живлення кіл постійного струму від уводу мережі живлення змінного струму;
- живлення кіл постійного струму від АБ при аварійному відключенні увода змінного струму;
- режими підзарядки й заряду АБ;
- можливість живлення 8 приєднань на кожній секції шин постійного струму в тривалому режимі роботи при сумарному навантаженні не більше 40 А;
- можливість живлення навантаження в імпульсному режимі роботи від АБ;
- захист кіл постійного струму від коротких замикань, селективну з вимикачами в колі АБ й у колі перетворювача;
- контроль напруги на шинах постійного струму;
- контроль і вимір величини опору ізоляції кіл постійного струму;
- вимір напруги вихідних кіл постійного струму, струму навантаження перетворювача, сумарного струму кіл виходу;
- світлову сигналізацію відповідно до мнемосхеми виробу;
- сигналізацію за допомогою вказівних реле порушення роботи складових частин виробу;
- відключення й неможливість включення виробу при порушенні роботи перетворювача.

До складу виробу входять:

- автоматичні вимикачі  $Q1$  "УВІД" й  $Q2$  "ПЕРЕТВОРЮВАЧ" у колах уводу й виходу відповідно;
- кола індикації, що включають до себе:
  - а) індикатори  $H1-H3$ , що забезпечують сигналізацію наявності фазних напруг у колах уводу  $L1, L2, L3$ ;

б) індикатори  $1H1-14H1$ ,  $1H2-14H2$ , що забезпечують сигналізацію стану комутаційних апаратів;

в) індикатор  $H4$  забезпечує сигналізацію несправності в системі постійного струму й включеного стану будь-якого вказівного реле;

– імпульсний стабілізатор, що включає до себе понижуючий трансформатор  $T$ , випрямляч ( $V1..V6$ ),  $LC$ -фільтри ( $L1$ ,  $C4$ ;  $L2-L5$ ,  $C5-C17$ ), блок  $A4$ ;

– вузол контролю напруги живлення, що включає в себе реле напруги  $K2$ ;

– вузол утворення шинки (+) $ES$  миготливого світла, що включає в себе плату друковану  $A2$ , резистори  $R3$ ,  $R4$ ;

– вузол контролю припустимих рівнів напруги у колах перетворювача,  $AB$  і навантаження, що включає в себе реле  $KV1$ ,  $KV2$  і блок  $A1$ .

$AB$  підключається до виробу через автоматичний вимикач  $Q3$ .

Вузол сигналізації підключається до шин постійного струму через автоматичний вимикач  $Q4$  "ЖИВЛЕННЯ МНEMОСХЕМИ".

Вузол містить вказівні реле  $K7-K13$ , реле проміжне  $K15$ , діоди  $VD$ , включені паралельно до котушок всіх вказівних реле, коло індикації несправного стану системи постійного струму, що включає в себе індикатор  $H4$  "ВКАЗІВНИК НЕ ПІДНЯТО".

Реле  $K7$  "ВИМИКАЧ "УВІД" АВАРІЙНО ВІДКЛЮЧЕНО" спрацьовує при аварійному відключенні вимикача  $Q1$ "УВІД".

Реле  $K8$  "ВИМИКАЧ  $AB$  АВАРІЙНО ВІДКЛЮЧЕНО" спрацьовує при аварійному відключенні вимикача  $Q3$  "АБ".

Реле  $K9$  "НАПРУГА  $AB$  ЗНИЖЕНА" спрацьовує при зменшенні напруги на  $AB$  нижче припустимого рівня.

Реле  $K10$  "НАПРУГА НА ШИНАХ НЕ НОРМА" спрацьовує якщо напруга на шинах  $ES1$  більше або менше встановленого інтервалу від 180 до 240 В.

Реле  $K11$  "ПЕРЕТВОРЮВАЧ НЕСПРАВНИЙ" спрацьовує при виході з ладу блоку  $A4$ .

Реле  $K12$  "ОПР ІЗОЛЯЦІЇ ЗНИЖЕНО" спрацьовує при зниженні рівня ізоляції мережі постійного струму нижче нормованого значення.

Реле  $K13$  "НЕСПРАВНІСТЬ У СИСТЕМІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ" спрацьовує, якщо порушується робота перетворювача, знижується рівень ізоляції мережі постійного струму, напруга на шинах вийшла за межі нормованих значень.

Навантаження підключають до шин постійного струму за допомогою автоматичних вимикачів  $SF1 - SF8$ . Автоматичний вимикач  $Q7$

підключає до кіл виходу X4:25 вузол утворення шинки миготливого світла (+)ES.

Робота виробу здійснюється таким чином.

При включенні автоматичного вимикача Q1 "УВІД" змінна напруга поступає на первинні обмотки трансформатору T і на вхід реле контролю напруги K2. При увімкненому вимикачу Q6 "КОЛА УПРАВЛІННЯ", якщо рівень напруги відповідає нормі, реле спрацьовує, і замикає свої контакти; в блок А4 (Б03-98) подається сигнал, який дозволяє його увімкнути.

Регулювання рівня вихідної напруги забезпечується змінними резисторами "ГРУБО", "ТОЧНО", що встановлені на панелі блока А4, який входить до складу імпульсного перетворювача.

Імпульсний перетворювач являє замкнуту систему автоматичного регулювання і забезпечує роботу в режимі стабілізації напруги на виході при навантаженнях від нуля до номінального значення струму і в режимі стабілізації струму, якщо навантаження збільшується вище номінального значення.

До складу імпульсного стабілізатора входить блок силових модулів з відповідною функціональною схема блоку Б03-98.

Напруга живлення надходить на первинні обмотки трьох однофазних трансформаторів й у платі живлення перетворюється в напругу постійного струму + 15 В и мінус 10 В (для живлення кіл власних потреб плат керування), + 50 В (для живлення кіл власних потреб плати зворотних зв'язків).

Плата зворотних зв'язків містить наступні функціональні вузли:

- формувач опорної напруги по струму;
- формувач опорної напруги по напрузі;
- датчики струму й напруги;
- диференціальні підсилювачі каналів струму й напруги;
- формувач сигналу завдання.

Формувач опорної напруги по струму формує опорний сигнал, пропорційний значенню необхідного рівня струму обмеження. Сигнал, пропорційний току на виході виробу, надходить на вхід датчика струму, де перетворюється і зрівнюється з опорною напругою за допомогою диференціального підсилювача. Формувач опорної напруги по напрузі формує сигнал, пропорційна необхідному значенню напруги на виході виробу. Напруга з виходу виробу надходить у датчик напруги, перетворюється і зрівнюється з опорною напругою за допомогою диференціального підсилювача. Сигнали неузгодженості по струму й напрузі надходять у формувач сигналу завдання. У цьому функціональному вузлі

відбувається вибір режиму роботи виробу: стабілізація напруги або режим обмеження струму. Залежно від того, який із сигналів неузгодженості менше - по струму або по напрузі – той і вибирається в якості пріоритетного при виборі режиму роботи.

Плата керування містить наступні функціональні вузли:

- генератор пилкоподібної напруги;
- вхідний підсилювач;
- датчик струму;
- формувач опорної напруги уставки по короткому замиканню;
- схема порівняння;
- формувач сигналу керування;
- оптронна розв'язка сигналу керування силовим модулем;
- силовий модуль.

У плату керування надходить сигнал, пропорційний значенню струму на виході виробу, перетворюється в датчику струму і зрівнюється з опорним сигналом уставки захисту від струмів короткого замикання. При перевищенні струму на виході виробу значення струму уставки по короткому замиканню, формується швидкодіючий сигнал на відключення силового модуля.

Схема порівняння встановлює пріоритет для формування сигналу керування силовим модулем, при цьому зрівнюються сигнали: опорний, вступник від генератора пилкоподібної напруги, вхідний, вступник з формувача сигналу завдання й сигнал захисту від струмів короткого замикання. При відсутності сигналу про наявність короткого замикання схема порівняння дозволяє формувати імпульси керування силовим модулем. Залежно від глибини регулювання рівня вихідної напруги змінюється скважність імпульсів керування. Імпульси керування через оптронну розв'язку надходять на вхід кола керування силового модуля. Випрямлена постійна напруга Уроб надходить на вхід силового модуля й при наявності сигналу кола керування транзистор силового модуля відкривається.

При нормальній роботі перетворювача включений індикатор "НОРМА" блоку А4 й, якщо перетворювач працює в режимі стабілізації напруги, то включений індикатор "РЕЖИМ СТАБІЛІЗАЦІЇ, НАПРУГА", а при роботі перетворювача в режимі обмеження струму – індикатор "РЕЖИМ СТАБІЛІЗАЦІЇ, СТРУМ".

**УВАГА. ІНДИКАТОРИ "НОРМА" НЕ ВКЛЮЧАЮТЬСЯ, ЯКЩО СТРУМ НАВАНТАЖЕННЯ МЕНШЕ 0,1 А.**

На виході імпульсного стабілізатора включений фільтр С5 – С17. При несправності блоку спрацьовує реле КЗ, при цьому його контакти

включають вказівні реле  $K11$ ,  $K13$ , що сигналізують про порушення роботи перетворювача і наявність несправності в системі постійного струму.

При зниженні напруги живильної мережі нижче значень, зазначених в 1.4.7а) відключається реле  $K2$ , його контакти  $K2:3$ ,  $K2:4$  розмикаються, у результаті чого відключається імпульсний стабілізатор. При відновленні напруги живильної мережі відбувається автоматичне повторне включення імпульсного стабілізатора. Перетворювач підключається до шин постійного струму через діод  $V7$ . До шин постійного струму підключений ємнісний фільтр  $C18 - C21$ , а також АБ через контакти автоматичного вимикача  $Q3$  "АБ".

При роботі виробу в режимі розряду АБ на навантаження й при зниженні рівня напруги на АБ нижче значення, зазначеного в 1.4.10б) спрацьовує пристрій контролю напруги реле  $KV1$ . Головні контакти реле  $KV1$  замикаються й спрацьовує реле  $K9$  "НАПРУГА АБ ЗНИЖЕНА".

При відновленні напруги на шинах постійного струму відбувається автоматичне повторне включення контактів реле  $KV1$ .

Формування шинки миготливого світла на шинку (+)  $ES$  здійснюється за допомогою пристроїв миготливого світла. Пристрій миготливого світла  $A2$  підключається до шин  $ES$  через резистори  $R3$ ,  $R4$ .

При роботі пристрою миготливого світла на шинку (+)  $ES$  надходять імпульси напруги.

Формування імпульсів миготливого світла забезпечується контролером  $DD1$  плати  $A2$ . Напруга із шин  $ES$  надходить на стабілізатор  $DA3$  через стабілітрон  $VD1$  і ємнісний фільтр  $C1$ ,  $C2$ . На виході стабілізатора сигнал також фільтрується через фільтр  $C3$ ,  $C4$  і надходить на вхід контролера  $DD1$ , що формує імпульси зі скважністю 2. Сигнал фотovoltaїчної оптопари  $DA1$  відкриває польовий транзистор  $VT1$  на виході якого формується сигнал (+) $ES$  миготливого світла. Варистор  $R1$  на виході  $VT1$  виконує захисну функцію. Напруга із шинки (+) $ES$  знімається. Блок контролю опору ізоляції забезпечує вимір опору ізоляції полюсів шин постійного струму щодо корпусу виробу. У режимі виміру блок  $B29-03$  підключається до шин постійного струму. Вхідний сигнал, пропорційний напрузі між полюсом шин постійного струму й затискачем для заземлення надходить на вхід дільника й після пропорційного перетворення на вхід АЦП. АЦП перетворює цей сигнал аналогового виду в цифровий код і передає його в контролер. Контролер робить обчислення опору ізоляції й видає інформацію про величину опору ізоляції на цифровому табло. Блок  $B29-03$  має два діапазони виміру опору ізоляції: перший до 100 кОм, другий до 1 МОм.

Перемикання діапазонів забезпечується контролером автоматично.

Блок живлення перетворює напругу 220 В в напругу +5 й +12 В для живлення кіл власних потреб АЦП і контролера.

Контроль напруги на виході перетворювача здійснюється за допомогою блоку А1. При підвищенні напруги вище 260 В спрацьовує реле блоку А1 і видає сигнал на включення незалежного розчіплювача автоматичного вимикача Q1. Контроль напруги на шинах ES здійснюється за допомогою реле KV2. При зниженні напруги нижче 180 В, або підвищенні напруги вище 260 В реле спрацьовує і видає сигнал "Несправність в системі постійного струму".

В шафі передбачена можливість підключення кіл для випробування комутаційних апаратів при напрузі  $0.8U_n$  X:5, X:6.

**Структурна схема.** Для автоматизації досліджень розроблена структурна схема на базі мікроконтролера з паралельним АЦП. Структурна схема наведена на рис 3.

При дослідженні багатьох різних за природою фізичних процесів (горіння дуги, нагрів, електродинамічні зусилля, електромагнітне поле й ін.), що відбуваються при комутації в електричних апаратах захисту, виникає необхідність у визначенні їх характеристик і параметрів. Ці процеси при відключенні аварійних струмів вельми короткочасні і мають тривалість від 1 до 10 мс. Для дослідження таких процесів можуть бути використані установки, наведені в [1]. Керування і проведення досліджень в таких установках здійснюється за допомогою пульта електронного керування і електромеханічного або електронного осцилографа, що надалі при графічній обробці осцилограм призводить до погрішностей, додаткових матеріальних, часових і трудових витрат і стають мало-ефективними. Запропонована в [1] структурна схема АСК ТПВ на базі МК51 з послідовним АЦП у ряді випадків також не забезпечує ефективного рішення цих задач зважаючи на низьку швидкодію МК, велике число датчиків і частоти їх опитування. Це завдання можна вирішити, використовуючи схему АСУ ТПВ з паралельними АЦП, включивши до неї швидкодіючий МК серії MCS251 [1].

Для захисту електроустановок в аварійних режимах найширше використовуються такі електричні апарати захисту, як автоматичні вимикачі і швидкодіючі запобіжники. Тому розробку структурної схеми АСК ТПВ доцільно виконати для одного з цих апаратів захисту. АСК ТПВ для інших апаратів може відрізнитися тільки кількістю і найменуваннями контрольованих параметрів і відповідними датчиками, які будуть підключені до досліджуваного апарата.

Розглянемо на прикладі технічного завдання на створення мікро-

контролерної системи керування стендом для випробувань швидкодіючих запобіжників з наступними початковими даними:

- кількість контрольованих параметрів (датчиків) – 6,
- струм (захист);
- напруга (захист);
- температура в центрі плавкого елемента (захист);
- температура на виводах;
- інтеграл Джоуля і інтеграл горіння дуги;
- тривалість одного досліджу – 4 мкс;
- кількість розрядів перетвореної інформації – 8;
- зовнішній інтерфейс обміну – RS232C;
- кількість опитувань датчиків (не менше) – 1000.

Вирішити це завдання і скоротити терміни проведення комутаційних досліджень, підвищити точність вимірювань, знизити їх вартість дозволяє АСК ТПВ з паралельними АЦП, яка розроблена на базі високопродуктивного МК сімейства MCS251 8XC251SB і подана на рис. 3. Схема АСК ТПВ включає наступне:

- датчики контрольованих параметрів (струму, напруги, температури в центрі і на виводах, Джоулевого інтеграла, інтеграла горіння дуги) Д1–Д6;
- нормуючі підсилювачі У1–У6;
- 8-канальний комутатор аналогових сигналів;
- АЦП типу К1108ПВ1 (А, Б);
- МК, що містить вбудований генератор тактових сигналів, пам'ять команд, ОЗП, вбудовані 4 порти і послідовний канал зв'язку;
- компаратори К1–К6 типу КР554СА3, виходи яких по "АБО" об'єднані з вихідними сигналами керуючого мікроконтролера;
- пристрої зв'язку з об'єктом У, які включають виконавчі пристрої силової установки, які задають режим випробувань або досліджень.

Через послідовний інтерфейс RS232C АСК ТПВ пов'язана з ЕОМ, яка може змінювати режими випробувань або досліджень, а також приймати, запам'ятовувати, відображати і документувати результати випробувань або досліджень. Для виходу на послідовний інтерфейс необхідно вирішити такі проблеми: узгодження рівнів сигналів RS232 і МК-51 (TTL); підтримання стандартної швидкості прийому передачі; підтримання стандартних форматів посилки; підтримання стандартних протоколів обміну.

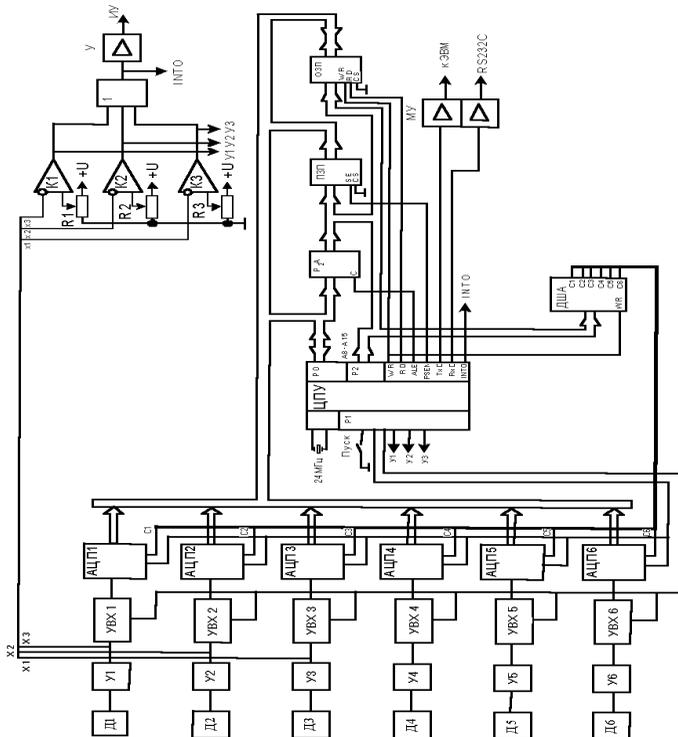


Рис. 3. Структурна схема АСК ТПІВ з паралельними АЦП.

### Вибір мікроконтролера

Основним елементом системи керування є мікроконтролер 80C251SB фірми Intel. Даний мікроконтролер вибраний виходячи з таких умов: мікропроцесор цього типу (251) є подальшою розробкою широко відомого в світі мікропроцесора серії MCS51, програмно сумісний зверху, але зі значно вищою швидкістю (одна операція виконується за 100 нс).

Мікроконтролер вибирають виходячи з умови забезпечення тривалості циклу АЦП – перетворення вхідних сигналів і запису їх в пристрій (ОЗП) мікроконтролером, що оперативно запам'ятовує. Загальна кількість операцій дорівнює  $5 \cdot 6 + 5 = 35$  команд. Для забезпечення необхідної швидкості схеми вимірювання (відповідно до завдання 4 мкс) тривалість однієї команди розраховується як  $t_k/35 = 114$  нс. Таку шви-

дкодію може забезпечити МК 80C251SB.

Робота схеми здійснюється по розробленому алгоритму і програмі. Алгоритм роботи схеми наведений на рис. 4.

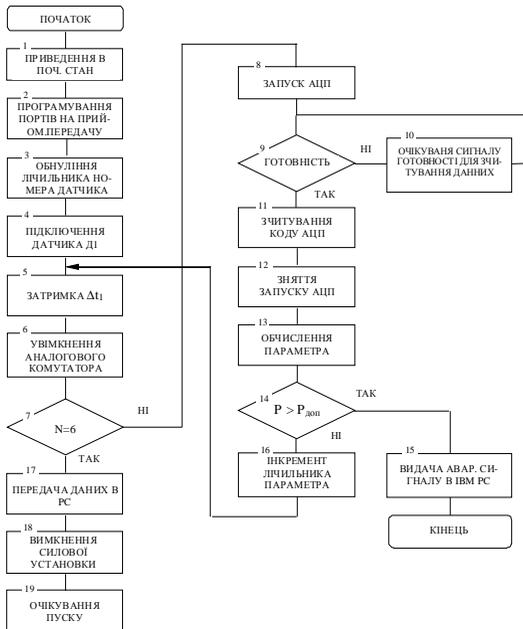


Рис. 4. Алгоритм роботи схеми АСК ТПД.

коли на відповідний розряд порту мікроконтролера буде подано сигнал логічної одиниці.

При включенні КРП мікроконтролер посилає сигнал керування на аналоговий комутатор. Згідно одержаному сигналу комутатор з'єднує сигнал з датчика безперервності кола керування (Д1) з виведеннями відповідного порту мікроконтролера.

Далі на АЦП подається сигнал запуску, після зчитування і перетворення сигналу датчика, АЦП посилає сигнал готовності на мікроконтролер. Данні прийняті з АЦП поступають на мікроконтролер і в подальшому передаються зовнішньому пристрою через універсальний асинхронний приймач-передавач (УАП) персональному комп'ютеру для подальшого зберігання та обробки. Після передачі даних мікроконтролер проводить опитування датчиків на апаратах СОПС. Ці дані

ною точністю на початку програми константі TIME привласнюється значення інтервалу часу, через який опитуються датчики на відповідних частинах СОПС. Введення константи на початку програми необхідно для того, щоб при зміні часу опитування у програмі не виникали складності у зміні тексту програми. Далі обнуляємо чотири порти мікроконтролера і перевіряємо чи включений СОПС. Подальше виконання програми відбуватиметься тільки тоді,

через УАПП передаються в комп'ютер РС.

Після цього програма аналогічно тому, як знімалися дані з датчика напруги в колі керування, зчитує дані з датчиків напруги на дузі, струму в колі керування та температури. Далі мікроконтролер перевіряє ввімкнений чи вимкнений СОПС. Якщо СОПС ввімкнений, то програмно запускається таймер на час який, вказаний в константі ТІМЕ. Після закінчення відліку заданого часу мікроконтролер знову проводить опитування вищевказаних датчиків

Вихід з циклу і завершення роботи програми відбувається при відключенні СОПС.

**Висновки.** Розроблений стенд і алгоритм роботи програми автоматизованого дослідження СОПС дозволяють автоматизувати керування процесом випробувань і досліджень, суттєво скоротити терміни і витрати на їх проведення, підвищити точність отримуваних результатів та проводити їх подальшу комп'ютерну обробку і документування.

**Список літератури:** 1. Мікропроцесорні пристрої: Навчальний посібник / Ю.С. Грищук. – Харків: НТУ "ХПІ", 2008.– 348 с. 2. Керівництво з експлуатації шаф живлення типу ШПКЕ, ШПБП.656572.001-269 РЕ. – Харків: ЗАТ "СКБ Електроцит", 2006.– 35с. 3. *Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф.* Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 224 с. 4. *Башков Е.А.* Аппаратное и программное обеспечение зарубежных микроЭВМ. – К.: Высшая шк., 1990. – 207 с. 5. *Боборыкин А.В., Литовецкий Г.П., Литвинский Г.В. Оксиль О.Н.,* и др. Однокристалльные микроЭВМ. Справочник. – М.: МИКАП, 1994. – 400 с. 6. *Щелкунов Н.Н., Дианов А.П.* Микропроцессорные средства и системы. – М.: Радио и связь, 1989. – 189 с. 7. *Ахметов Р.Р., Бакин А.Д., Кабанов Н.Д.* Однокристалльные промышленные микроконтроллеры // Мир ПК. – 1993. – № 10. – С. 31-37. 8. *Николайчук О.* x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Silicon Laboratories (Cygnal). – М.: ООО "ИД СКИМЕН", 2004. – 628 с.

*Надійшла до редколегії 18.01. 2011  
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

*В.С. ЛУШКОВ*, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУ "ХПІ", Харків

*І.С. ВАРШАМОВА*, м.н.с., НТУ "ХПІ", Харків

*М.В. МАКСИМЕНКО*, студент, НТУ "ХПІ", Харків

*Р.Є. МАР'ЄНКО*, студент, НТУ "ХПІ", Харків

*А.М. МИХАЙЛЕНКО*, студент, НТУ "ХПІ", Харків

### **СИНТЕЗ FUZZY LOGIC РЕГУЛЯТОРІВ ДЛЯ УПРАВЛІННЯ СТРУМОМ ЕЛЕКТРОМАГНІТА КОМПЕНСАТОРА МАГНІТНОГО ПОЛЯ**

Розглянуто процес формування управляючих сигналів в багатопараметричній системі автоматичної компенсації зовнішнього магнітного поля електроустаткування з використанням методів Fuzzy Logic. Наведено приклад алгоритму формування струму електромагніта компенсатора системі автоматичної компенсації для трифазного розподільчого пристрою.

Рассмотрен процесс формирования управляющих сигналов в многопараметрической системе автоматической компенсации внешнего магнитного поля электрооборудования с использованием методов Fuzzy Logic. Приведен пример алгоритма формирования тока электромагнита компенсатора системе автоматической компенсации для трехфазного распределительного устройства.

**Вступ.** Перспективним напрямком зниження зовнішнього магнітного поля (ЗМП) електроустаткування (ЕУ) для забезпечення вимоги електромагнітної сумісності технічних засобів і екологічної безпеки є використання систем автоматичної компенсації (САК) [1-4]. Такі системи теоретично забезпечують ефективність зниження рівня ЗМП в 100-300 разів [5]. На практиці існує ряд обмежень, які знижують ефективність на порядок. Проведені з участю авторів дослідження показали, що основною причиною є нелінійні залежності параметрів від режиму та тривалості роботи ЕУ і електромагнітів компенсаторів (ЕК) САК [6, 7]. Для традиційних САК процес формування компенсуючих сигналів підвищеної точності неможливо реалізувати без побудови моделі ЕУ як джерела ЗМП зі змінними параметрами. Знання такої моделі дозволяє підібрати відповідний регулятор (модуль управління). Однак побудова коректної моделі є дуже складною науково-технічною задачею. Застосування теорії "нечіткої логіки" (Fuzzy Logic) для управління процесом формування струмів ЕК САК не вимагає знання

точних моделей ЕУ [8-12]. На відміну від традиційної математики, що вимагає на кожному кроці моделювання точних і однозначних формулювань закономірностей, нечітка логіка пропонує інший рівень підходу, при якому постулюється лише мінімальний набір закономірностей. В цьому випадку для САК достатньо сформулювати правила "поведінки" параметрів у формі нечітких умовних суджень типу *if...then* та ввести необхідні корективи в значення струмів ЕК.

**Мета роботи** – Визначення алгоритму формування струмів ЕК на основі теорії нечіткої логіки.

**Характеристика процесу синтезу алгоритму управління.** Процес проектування нечіткого регулятора (НР) складається з чотирьох етапів:

*Аналіз системи.* На початку проектування обов'язково треба провести аналіз системи управління. Процедура аналізу складається з вибору структури контуру регулювання і вибору вимірюваних величин та вхідних величин НР. Ці величини визначаються виходячи із результатів вимірювання а також визначення вихідних величин НР, тобто величин керування об'єкта регулювання. На цьому етапі можуть також бути встановленими вхідні й вихідні фільтри, що вимагає вірного вибору коефіцієнтів підсилювання або масштабних коефіцієнтів. Ця процедура є обов'язковою при застосуванні нормованого НР, тому що в такому випадку необхідно узгодити величини системи із вхідними та вихідними величинами НР, що змінюються в одиничному інтервалі (наприклад, [-1,1] або [1,100]). Використання нормованих НР дозволяє інколи стандартизувати їх, використовувати той самий НР в різних системах керування, і з різними параметрами, змінивши лише масштабні коефіцієнти вхідних та вихідних фільтрів. Масштабні коефіцієнти вхідних та вихідних фільтрів відіграють таку ж важливу роль, як і коефіцієнти підсилення в класичних регуляторах. Перший етап проектування є відповідальним і потребує глибоких знань в області класичних методів регулювання та цифрової обробки сигналу. Помилки, що виникають на цьому етапі, набагато складніше виправити, ніж ті, що виникають на наступних етапах.

*Встановлення алгоритмічних ступенів свободи.* На цьому етапі здійснюється визначення основних властивостей НР. Наприклад, метод дефазифікації визначає швидкодію НР та його сталість. Дефазифікація (defuzzification) в загальному випадку означає перетворення деякої нечіткої великої кількості в чітку множину. У контексті нечіткого управління означає отримання для заданої функції приналежності вихідної лінгвістичної змінної єдиного кількісного значення.

*Встановлення параметричних ступенів свободи.* Цей етап є центральним в усьому процесі проектування, його можна розподілити на три кроки:

– встановлення можливих інтервалів зміни вхідних та вихідних величин. При цьому припускається, що на попередньому етапі були визначені властивості об'єкту регулювання та масштабні коефіцієнти фільтрів;

– встановлення лінгвістичних термів та їх функцій приналежності для всіх лінгвістичних змінних. У техніці регулювання обираються трикутні, трапецієподібні та інші функції приналежності. Наявність невизначених областей є небажаною – всі функції приналежності вхідних нечітких множин обов'язково мають перекриватись;

– складання бази правил. В теперішній час, для цього кроку не існує жодного систематизованого алгоритму, тому центральний етап проектування НР не має такої загальноприйнятої систематики, як при проектуванні класичних регуляторів. Це значно ускладнює процес проектування – дуже часто трапляються випадки, коли різні налагодження НР зумовлюють майже ідентичні його передавальні властивості.

*Моделювання спроектованого контуру регулювання.* На цьому етапі відбувається перевірка розробленого НР. У випадку, якщо результати моделювання є незадовільними, потрібно змінити певні параметри НР.

**Класичний регулятор (алгоритм Мамдані).** Формально алгоритм Мамдані включає наступні операції.

1. Формування бази правил за формулами:

ПРАВИЛО <#>: ЯКЩО "Умова 1" І "Умова 2" ТО "Висновок 1" (F1);

ПРАВИЛО <#>: ЯКЩО "Умова 1" АБО "Умова 2" ТО "Висновок 2" (F2);

2. Фазифікація (fuzzification – перетворення деякої чіткої великої кількості в нечітку множини) вхідних даних. Для нечіткого управління це означає отримання для конкретного значення вхідної змінної значень функцій приналежності, визначених для лінгвістичних термів цієї вхідної змінної.

3. Агрегування підумов у нечітких правилах продукції. Для знаходження ступеня істинності умов кожного з правил використовуються парні нечіткі логічні операції. Правила, ступінь істинності умов яких відмінна від нуля, вважаються активними і використовуються для подальших розрахунків.

4. Активізація (activation – знаходження міри істинності кожного з підвисновоків) підвисновоків у нечітких правилах продукції. При цьо-

му для скорочення часу висновку враховуються тільки активні правила нечітких продукцій.

5. Акумуляція (accumulation – знаходження функції приналежності) висновків нечітких правил продукцій. Здійснюється згідно виразу для об'єднання нечітких множин. Ці множини відповідають термам підвисновків, що відносяться до тих самих вихідних лінгвістичних змінних.

6. Дефазифікація вихідних змінних. Традиційно використовується метод центра ваги чи метод центра площі.

### **Синтез Fuzzy Logic регуляторів для управління струмом електромагніта компенсатора**

До теперішнього часу в САК використовуються електронні системи керування, у яких реалізована велика кількість найрізноманітніших функцій. Подібні функції мають бути синтезовані за допомогою Fuzzy Logic. При використанні математичного пакету MATLAB [12] цей процес значно спрощується і формалізується. Операції синтезу регуляторів при цьому зводяться до розв'язання задач за допомогою функцій користувача, що пред'являються у меню пакету MATLAB.

Процес синтезу структури компенсуючих сигналів САК може бути представлений таким чином. За допомогою меню задаються: вид параметру (струм ЕК), тип параметра (орієнтація вздовж просторового напрямку  $x$ ,  $y$ ,  $z$ ), опір котушки ЕК, температура у місці розташування ЕК в об'ємі ЕУ.

На відміну від САК з чисто функціональним керуванням, в яких всі дії залежать від заданого алгоритму формування компенсуючих струмів, САК на основі Fuzzy Logic повинні використовувати деякі додаткові параметри або дані (експертні оцінки).

За результатами контролю згаданих параметрів проводиться корекція струмів ЕК.

**Розробка моделі нечіткого регулятора з використанням програмного пакету MATLAB.** На практиці при моделюванні використовують програму Simulink, що входить до пакету MATLAB. Simulink дає можливість створювати наочні математичні моделі систем регулювання та досліджувати їх функціонування.

На рис. 1 наведено вікно візуалізації нечіткого логічного висновку.

Для прикладу проведено синтез алгоритму управління для ЕК, що розташований в об'ємі РП і орієнтований вздовж конструктивної осі в напрямку, перпендикулярному лицевій панелі шафи. При моделюванні як допущення були прийняті лінійні закони зміни температури об'єму РП і електричного опору обмотки ЕК від часу.

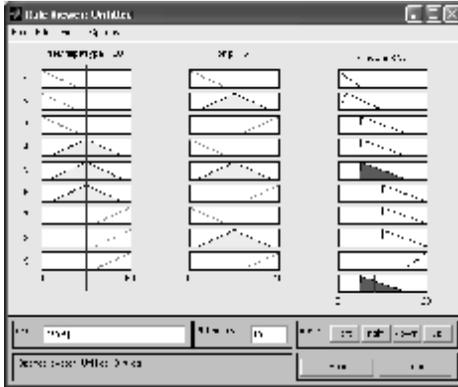


Рис. 1. Вікно візуалізації програми Simulink для нечіткого логічного висновку.

параметрів 5; 3; 3.

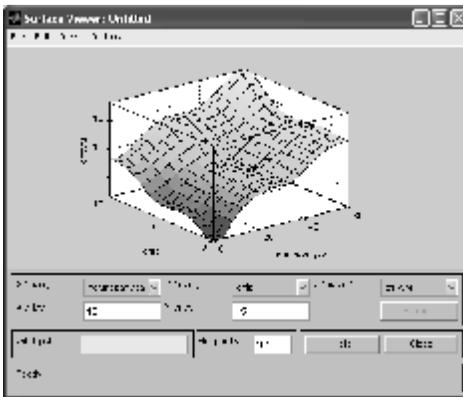


Рис. 2. Вид поверхні у просторі параметрів управління.

діапазонів, градацій і законів зміни параметрів.

### Висновки:

1. Показана можливість використання методу нечіткої логіки (Fuzzy logic) для формування сигналів струмів параметричної системи автоматичної компенсації магнітного моменту електроустаткування електротехнічних комплексів. Основна перевага застосування методів

Первинними величинами параметрів РП і ЕК, відносно яких обчислюються перевищення, є: номінальний струм ЕК 8 А; температура навколишнього середовища 20 °С; електричний опір обмотки ЕК 5,2 Ом. Діапазони перевищення струму обмотки над номінальним, перевищення температури об'єму в точці розташування ЕК і збільшення електричного опору дорівнюють: 0-19 А; 0-60 °С; 0-10 Ом. Число градацій цих па-

На рис. 2 приведена поверхня "входи-вихід", відповідна синтезованій нечіткій системі.

Аналіз результатів моделювання показує, що отримана поверхня дає представлення про залежності вхідного і вихідних параметрів ЕК. При прийнятих лінійних законах зміни параметрів процесу вплив опору на струм ЕК більш значний, чим вплив температури. Сам процес моделювання досить простий і дає можливість варіювання

нечіткої логіки в системах компенсації магнітного поля бачиться в тому, що вони дозволяють спростити алгоритм управління у разі множини параметрів, які змінюються за нелінійними законами в процесі роботи електроустановки, і дозволить підвищити точність і ефективність компенсації його зовнішнього магнітного поля.

2. Розглянута послідовність операцій створення алгоритму формування сигналів компенсації з використанням математичного пакету MATLAB.

**Список літератури:** 1. *Salinas E.* Field Mitigation from Secondary Substations / Salinas E. // CARIED 2003. 17th International Conference on Electricity Distribution. – Belgium – 15 May 2003. – 32 p. 2. *Шидловский А.К., Розов В.Ю.* Системы автоматической компенсации внешних магнитных полей энергонасыщенных объектов // Техническая электродинамика. – 1996. – № 1. – С. 3-9. 3. *Луников В.С.* Наукові основи технології компенсації магнітного поля поблизу низьковольтних комплектних пристроїв: Автореф. дис...д-ра. техн. наук: спец. 05.09.01 / Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут". – Харків, 2003. – 36 с. 4. *Розов В.Ю.* Системи автоматичної компенсації зовнішнього магнітного поля енергонасичених об'єктів: Автореф. дис...д-ра техн. наук: 05.09.03 / Національна академія наук України. Ін-т електродинаміки. – Київ, 2002. – 38 с. 5. *Розов В.Ю.* Анализ эффективности параметрических систем автоматической компенсации внешнего магнитного поля энергонасыщенных объектов // Технічна електродинаміка. – 2002. – № 2. – С. 3-10. 6. *Варишмова И.С., Луников В.С., Гелярковская О.А., Рудас Ю.Д.* Оценка изменения сопротивления катушки электромагнита компенсатора при длительном нагреве // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПИ", 2010. – № 16. – С. 8-15. 7. *Варишмова И.С., Луников В.С.* Методика оценки сопротивления катушки электромагнита компенсатора магнитного поля при длительном нагреве до установившегося состояния // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПИ", 2010. – № 36. – С. 27-35. 8. *Zadeh L.A.* Fuzzy logic // IEEE Transactions on Computers. – 1988. – Vol. 21. – No. 4. – P. 83-93. 9. *Ross T.J.* Fuzzy logic with engineering applications. – McGraw-Hill, 1995. – 600 p. 10. *Косман А.* Введение в теорию нечетких множеств. – М.: Радио и связь, 1982. – 432 с. 11. *Круглов В.В., Борисов Н.Н.* Искусственные нейронные сети. Теория и практика. – М.: Горячая линия – Телеком. – 2001. – 382 с. 12. *Леоненков А.В.* Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. – СПб.: БВХ-Петербург, 2003. – 736 с.

*Надійшла до редколегії 26.03.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

УДК 621.313.2

*Л.П. ГАЛАЙКО*, канд.техн.наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков  
*А.А. ЧАЛЬИЙ*, магистрант, НТУ "ХПИ", Харьков

### **ВЫБОР ШИРИНЫ ПОЛЮСА СТАТОРА И ВЕЛИЧИНЫ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА В ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОМ ДВИГАТЕЛЕ РУДНИЧНОГО ЭЛЕКТРОВАЗА**

В статті розглянуто вибір ширини полюсу статора та величини немагнітного проміжку вентильно-індукторного двигуна для рудничного електровоза потужністю 13 кВт, частотою обертів 615 об/хв з урахуванням критеріїв: максимум ккд, максимум енергетичного коефіцієнта, мінімум максимального струму фази, мінімум коефіцієнта пульсацій моменту. При зменшенні ширини полюсу статора зростає ширина котушки, інші розміри двигуна не змінюються. Кількість витків, діаметр проводу котушки та параметри підключення розраховувались необхідними для забезпечення заданої потужності. Наведено аналіз впливу таких геометричних розмірів як ширина полюса статора та величина немагнітного проміжку на обрані критерії.

В статье рассматривается выбор ширины полюса статора и величины воздушного зазора вентильно-индукторного двигателя для рудничного электровоза мощностью 13 кВт, частотой вращения 615 об/мин с учетом критериев: максимум кпд, максимум энергетического коэффициента, минимум максимального тока фазы, минимум коэффициента пульсаций момента. При уменьшении ширины полюса статора увеличивается ширина катушки, остальные размеры двигателя не изменяются. Количество витков, диаметр провода катушки и параметры питания рассчитываются так, чтобы обеспечить заданную мощность. Проведен анализ влияния таких геометрических размеров как ширина полюса статора и величина воздушного зазора на выбранные критерии.

**Введение.** Вентильно-индукторные двигатели (в зарубежной литературе Switched Reluctance Motors (SRM)) являются наиболее простыми и технологичными электромеханическими преобразователями энергии, имеют также ряд других существенных достоинств по сравнению с традиционными двигателями. Это обусловило бурное их развитие начиная с восьмидесятых годов прошлого столетия. За это время был накоплен определенный опыт проектирования этих двигателей и в литературе появились различные рекомендации по выбору их геометрических размеров [1-5], однако обоснование этих рекомендаций в

различных работах существенно отличается.

В работе [1] приведены общие рекомендации без учета их влияния на различные критерии. В работе [2] выбор геометрии магнитной системы производится с учетом режима работы двигателя в электроприводе в основном по одному критерию: получение максимального момента. Наиболее широко анализируется этот вопрос в работе [3]. Однако большое количество принятых в работе допущений не позволяют в полной мере использовать приведенные рекомендации. В частности, не учитывается влияние размеров зубцового слоя на пульсации момента. Приняты также допущения: при изменении размеров полюсов масса меди обмотки остается постоянной, зубцы статора и ротора выполнены одинаковыми. В работе [4] рассматривается двигатель малой мощности и, очевидно, результаты проведенного анализа не могут в полной мере использоваться для двигателей средней и большой мощности. В работе [5] анализ проведен на основании расчета момента одной фазы при постоянной величине тока, что не отражает реальные условия работы двигателя.

**Цель работы:** проведение расчетных исследований для определения влияния ширины полюса статора и величины воздушного зазора ВИД средней мощности на выбранные критерии.

**Описание расчетного эксперимента.** Исследования проведены на примере четырехфазного ВИД мощностью 13 кВт, частотой вращения 615 об/мин, спроектированного для привода рудничного электровоза на базе двигателя постоянного тока ДРТ-13, который выпускается серийно. Расчеты были проведены для трех вариантов ширины полюса статора  $b_s$  (43 мм, 45,5 мм, 48 мм) и двух вариантов величины воздушного зазора  $\delta$  (0,5 мм и 1 мм). На рис. 1 приведена геометрия одного из вариантов.

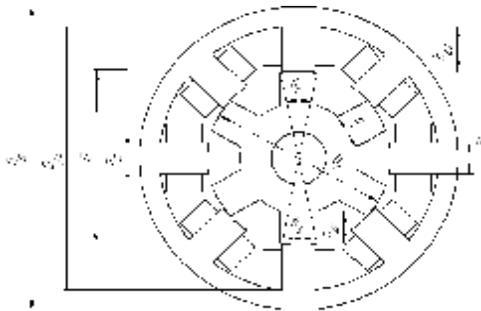


Рис. 1. Конфигурация магнитной системы.

Геометрические размеры одного из вариантов ВИД. Внешний диаметр статора  $D_s=434$  мм. Внутренний диаметр статора  $D=250$  мм. Диаметр ярма статора  $D_{ys}=379,4$  мм. Диаметр ротора  $D_r=248$  мм. Длина пакета статора  $l=250$  мм. Угловой размер полюса статора  $\beta_s=21$  град. Угловой размер полюса ротора  $\beta_r=23$  град. Высота полюса статора  $h_{zs}=64,7$  мм. Высота полюса ротора  $h_{zr}=45,3$  мм. Ширина полюса статора  $b_s=45,5$  мм. Ширина полюса ротора  $b_r=49,4$  мм. Величина воздушного зазора  $\delta=0,5$  мм. Диаметр вала  $d_o=75$  мм.

В качестве критериев для выбора вариантов приняты:

1 – амплитуда фазного тока  $I_{max}$  (определяет стоимость преобразователя частоты);

2 – коэффициент эффективности преобразования энергии  $K_p$  (отношение энергии обмотки, которая идет на совершение механической работы, ко всей энергии поступившей в обмотку);

3 – коэффициент пульсаций момента  $K_r$  (отношение среднего момента к максимальному);

4 – КПД  $\eta$ .

Расчеты проведены с помощью пакета прикладных программ FEMM и разработанной одним из авторов программы на языке Паскаль, описанной в работах [6, 7]. С помощью пакета FEMM проведены расчеты магнитного поля методом конечных элементов и определены магнитные характеристики для всех вариантов. Затем эти магнитные характеристики в виде массивов загружались в программу на языке Паскаль. Расчеты по программе проводились по следующему алгоритму. При уменьшении ширины полюса статора увеличиваем ширину катушки. Для каждого варианта ширины катушки определяем число витков, диаметр провода и рассчитываем сопротивление катушек фазы  $R_c$ . Затем считаем по программе, подбираем параметры питания для обеспечения заданной мощности 13 кВт. В качестве параметров питания рассматриваем угол между полюсами статора и ротора, при котором подается напряжение на катушки фаз  $\Theta_{om}$ , и длительность импульса напряжения  $\Delta\Theta$ . Результаты расчеты приведены в табл. 1.

В табл. 1 приняты обозначения:  $p_{el}$  – электрические потери в катушках фазы;  $p_m$  – магнитные потери в сердечниках статора и ротора.

#### **Анализ результатов.**

1. Анализ влияния ширины полюса статора на характеристики ВИД. Как следует из таблицы, изменение ширины полюса статора в выбранных пределах не приводит к значительному влиянию на большинство характеристик. Кроме того, это влияние на выбранные критерии не является однозначным.

Таблица 1 – Результаты расчета

Параметр	$\delta = 0,5$ мм			$\delta = 1,0$ мм		
	$b_s=43$ мм	$b_s=45,5$ мм	$b_s=48$ мм	$b_s=43$ мм	$b_s=45,5$ мм	$b_s=48$ мм
$\theta_{от}$ , град	26,6	27,2	27,6	26,8	27,4	28
$\Delta\theta$ , град	16,6	16,8	17,4	17	17,4	17,4
$I_{эф}$ , А	67,74	67,38	66,3	79,61	79,07	78,3
$I_{max}$ , А	139,7	137,6	131,6	166,1	160	156,7
$P_{эв}$ , Вт	512,5	553,5	576	711,3	756,5	776
$P_m$ , Вт	304,5	309	312	311,9	322,5	332
$K_r$	1,21	1,16	1,15	1,15	1,13	1,1
$K_p$	0,77	0,77	0,77	0,67	0,66	0,67
$\eta$ , о.е.	0,933	0,9312	0,931	0,918	0,915	0,914

Так, уменьшение ширины полюса приводит с одной стороны к увеличению  $\eta$  за счет уменьшения потерь, а, с другой стороны, к увеличению  $I_{max}$  (увеличению стоимости преобразователя) и увеличению коэффициента пульсаций  $K_r$ , (ухудшению виброакустических характеристик).

2. Анализ влияния величины воздушного промежутка  $\delta$  на характеристики ВИД.

При увеличении значения  $\delta$  существенно увеличиваются  $I_{max}$  и следовательно стоимость преобразователя, уменьшается КПД  $\eta$  и  $K_p$ , то есть, ухудшаются энергетические показатели двигателя, с другой стороны, уменьшается коэффициент пульсаций момента  $K_r$  (улучшаются виброакустические характеристики).

### Выводы.

1. Влияние ширины полюса статора и величины воздушного зазора на выбранные критерии является неоднозначным.

2. При проектировании ВИД необходимо корректировать эти размеры с учетом технических требований, предъявляемым к данному двигателю.

**Список литературы:** 1. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Особенности проектирования индукторной машины для вентильно-индукторного двигателя // Известия вузов. Электромеханика. – 2008. – №1. – С. 60-68. 2. Пахомин С.А. Влияние геометрии зубцового слоя и параметров питания на показатели вен-

тильно-реактивного индукторного двигателя // Известия вузов. Электромеханика. 2000. – №1. – С. 30-36. **3. Красовский А.Б.** Выбор внутренних геометрических параметров вентильно-индукторной машины с учетом режимов работы в электроприводе. // Электричество. 2006, № 6. – С. 48-55. **4. Галайко Л.П.** Выбор размеров зубцового слоя в вентильно-индукторном двигателе малой мощности // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – №45. – С. 13-17. **5. Пуило Г.В., Порайко А.С., Радимов И.Н., Рымиша В.В.** Влияние геометрических соотношений зубцовой зоны на электромагнитный момент вентильно-реактивного двигателя // Вісник НУ "Львівська політехніка". Тем. вып.: Електроенергетические и электромеханические системы. – № 485. – С.112-117. **6. Галайко Л.П.** Расчет зависимостей тока и момента вентильно-индукторного двигателя различными методами // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПІ", 2001. – №17. – С. 33-35. **7. Галайко Л.П.** Математическая модель вентильно-индукторного двигателя с учетом магнитных потерь // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків: НТУ "ХПІ", 2009. – №3. – С. 57-60.

*Поступила в редколлегию 08.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Милых В.И.*

УДК 621.318

*Ю.В. БАТЫГІН*, д-р. техн. наук, проф., зав. каф., ХНАДУ, Харьков  
*В.В. ВОРОБЬЄВ*, аспірант, ХНАДУ, Харьков  
*А.В. ГНАТОВ*, канд. техн. наук, доц., ХНАДУ, Харьков  
*Щ.В. ГНАТОВА*, аспірант, ХНАДУ, Харьков  
*Г.С. СЕРИКОВ*, асистент, ХНАДУ, Харьков  
*Е.А. ЧАПЛЫГІН*, канд. техн. наук, доц., ХНАДУ, Харьков

### **РАСЧЕТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ОБРАБОТКИ МЕТАЛЛОВ СЕРИЕЙ ИМПУЛЬСОВ**

Обґрунтовано ідею переходу від однократної до багатократної силової дії в сучасних магнітно-імпульсних технологіях. Запропоновано принципова схема магнітно-імпульсної установки, що працює в режимі генератора серійного повторення імпульсів струму. Проведено розрахунок основних характеристик процесу заряду накопичувача ємності протягом певного часового інтервалу при заданому рівні споживаної потужності. Розрахункові дані доповнені осцилограмами реальних характеристик процесів заряду-розряду.

Обоснована идея перехода от однократного к многократному силовому воздействию в современных магнитно-импульсных технологиях. Предложена принципиальная схема магнитно-импульсной установки, работающей в режиме генератора серийного повторения импульсов тока. Проведен расчет основных характеристик процесса заряда емкостного накопителя в течение определенного временного интервала при заданном уровне потребляемой мощности. Расчетные данные дополнены осциллограммами реальных характеристик процессов заряда-разряда.

**Введение.** Реализация современных магнитно-импульсных технологий предполагает однократное силовое воздействие на обрабатываемый объект с амплитудой, достаточной для требуемого уровня его деформирования и выполнения, таким образом, заданной производственной операции. Источниками энергии являются мощные магнитно-импульсные установки, представляющие собой высоковольтные электротехнические устройства (5...10кВ и выше) с соответствующим набором необходимых компонент. К таковым относятся, в первую очередь, батареи импульсных конденсаторов, рассчитанных на работу под высоким напряжением, высоковольтные коммутаторы, системы авто-

матики, контроля, защитные устройства и др. [1].

Общим и существенным недостатком описанных магнитно-импульсных генераторов мощности является то, что их работа основана на единичном импульсе силового воздействия. Это ограничивает технологические возможности выполняемых операций, а следовательно, значительно сужает область их применения.

**Цель работы** – обоснование и разработка усовершенствованной магнитно-импульсной установки для обработки металлов.

Идея, положенная в основу предлагаемой магнитно-импульсной системы состоит в замене мощного однократного силового воздействия серией довольно малых импульсов, суммарное действие которых должно быть достаточным для достижения заданного уровня деформирования объекта обработки, то есть реализации соответствующей технологической задачи [2, 3]. Следует отметить, что аналогичное предложение, но без какого-либо обоснования и конкретики, прозвучало в рекламных материалах американской фирмы "Electroimpact", отпочковавшейся от концерна "Boeing" и ведущей разработки магнитно-импульсных комплексов для внешней рихтовки корпусов самолетов [4].

**Усовершенствованная магнитно-импульсная установка.** Конкретная техническая реализация предлагаемой идеи может осуществляться за счет питания магнитно-импульсной установки от сети с напряжением 220 В и рабочей частотой 50 Гц. В этом случае напряжение заряда емкостного накопителя может выбираться в диапазоне до ~ 2000 В (без или с повышающим трансформатором), частота следования разрядных импульсов может привязываться к рабочей частоте сети (50 Гц, 25 Гц, 10 и ниже), а временные интервалы между импульсами должны обеспечивать процесс заряда конденсаторов. Амплитуда каждого из импульсов должна соответствовать условию достижения уровня механической энергии, необходимого для выполнения минимальной работы деформации по преодолению предела текучести металла обрабатываемого объекта. Количество импульсов в серии выбирается из условия получения требуемого уровня деформации по условиям технического задания на производственную операцию в целом. Грубая оценка может проводиться по величине энергии, вкладываемой в процесс и рассчитанной суммированием для всех импульсов в серии. Например, при частоте следования разрядных импульсов ~ 10 Гц, в течение одной минуты может генерироваться серия из 600 импульсов. Если по условиям технологического задания требуется энергия ~ 6 кДж, то один импульс давления должен обеспечивать не менее ~ 10 Дж. При этом должно соблюдаться только одно условие – энергия одного им-

пульса должна быть достаточной, чтобы преодолеть предел текучести обрабатываемого металла. Большая или меньшая величина энергии по условиям технологического задания может устанавливаться количеством разрядных импульсов, то есть временем силового воздействия. Таким образом, регулирование уровня энергии, подаваемой в рабочую зону индукторной системы, может осуществляться не только варьированием зарядного напряжения накопителя при установленной величине емкости, но и варьированием времени силового воздействия.

В отличие от известных комплексных устройств для магнитно-импульсной обработки металлов однократного действия, предлагаемая система должна включать не только основные функциональные составляющие, такие как источник электромагнитной энергии, устройства контроля, управления, инструмент-индуктор, предназначенный для осуществления конкретной технологической операции, но и электронную систему синхронизации процессов заряда-разряда в схеме собственно магнитно-импульсной установки. Как показывают предварительные оценки, источниками энергии могут служить низковольтные электротехнические системы (до  $\sim 1$  кВ). Соответственно, все необходимые компоненты могут быть рассчитаны на работу под относительно низким напряжением. Вместо высоковольтных коммутаторов могут применяться обычные тиристоры. Схемы устройств синхронизации, контроля и управления могут быть построены на решениях из низковольтной и слаботочной электроники.

Все вместе взятое позволяет предположить, что стоимость источника энергии для практической реализации идеи серийного силового воздействия должна снизиться по сравнению с известными высоковольтными аналогами более чем в 20...25 раз.

На рис. 1 представлена схема магнитно-импульсной системы для многократного генерирования разрядных импульсов. Для того чтобы оперировать с конкретными величинами в объяснении принципиальной работоспособности схемы положим, что частота следования разрядных импульсов составляет  $\sim 10$  Гц.

Зарядное устройство заряжает емкостной накопитель до заданного уровня энергии в течение времени до  $\sim 0,1$  с. Далее следует разряд на нагрузку – индукторную систему в течение  $\sim 0,001...0,002$  с. Затем процесс "заряд – разряд" повторяется. Эти циклы идут в течение заданного временного интервала. Схема управления в энергетическом блоке обеспечивает синхронную работу коммутаторов  $K_1$  и  $K_2$  в течение каждого цикла "заряд – разряд" так, что при заряде емкости  $K_1$  открыт, а  $K_2$  закрыт. По достижении требуемого напряжения на конден-

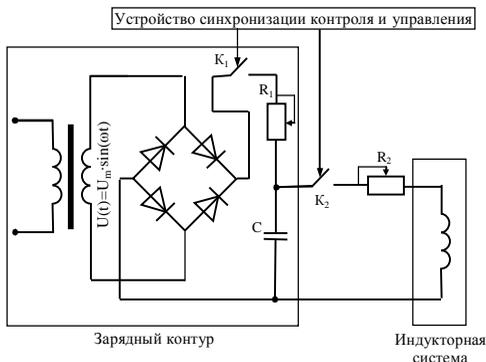


Рис. 1. Схема магнитно-импульсной системы для многократного генерирования разрядных импульсов.

ным накопителем. Реализация этого вопроса обеспечивается, в первую очередь, должной работой зарядного устройства системы.

**Расчетные соотношения.** Дифференциальное уравнение, описывающее заряд емкости через резистор, имеет вид [5]:

$$\frac{dU_c(t)}{dt} + \frac{1}{\tau} \cdot U_c(t) = \frac{1}{\tau} \cdot U(t), \quad (1)$$

где  $\tau = R \cdot C$  – постоянная времени заряда;  $U(t)$  – напряжение на входе выпрямителя зарядного устройства.

Временная зависимость для напряжения на емкости как решение дифференциального уравнения (1), удовлетворяющее нулевому начальному условию имеет вид [5]:

$$U_c(t) = \frac{U_m}{\tau} \cdot \int_0^t \exp\left(-\frac{x-t}{\tau}\right) \cdot f(x) \cdot dx, \quad (2)$$

где  $U_m$  – амплитуда напряжения источника;  $f(t) = |\sin(\omega \cdot t)|$  – временная зависимость напряжения источника, обусловленная наличием двухполупериодного выпрямителя.

Ток через емкость будет равен:

$$J_c(t) = \frac{1}{R} \cdot (U(t) - U_c(t)). \quad (3)$$

Мгновенная мощность находится как произведение

$$P(t) = U_c(t) \cdot J_c(t). \quad (4)$$

саторах,  $K_1$  разрывает зарядный контур, в то же время  $K_2$  замыкает разрядную цепь.

Узловым вопросом работоспособности предлагаемой магнитно-импульсной системы является соответствие практически возможного уровня мощности, потребляемой из сети в течение реального временного интервала, уровню электромагнитной энергии, запасаемой емкостным накопителем.

Среднее значение мощности, потребляемой из сети, определяется, как хорошо известно, отношением интеграла мгновенной мощности в формуле (5) за время заряда собственно ко времени заряда емкостного накопителя электромагнитной энергии:

$$\overline{P(t)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_c(t) \cdot J_c(t) \cdot dt, \quad (5)$$

где  $T$  – время заряда.

Для того чтобы выражения (2...5) адекватно описывали процесс заряда в выбранной схеме, следует учесть, что через емкость ток может протекать только в одном "положительном" направлении, обусловленном расположением вентилей в выпрямительном устройстве.

Условие "положительности" следует из зависимости (2).

Если

$$J_c(t_n) = \frac{1}{R} \cdot (U(t_n) - U_c(t_n)), \quad (6)$$

то для временных интервалов, где  $t_n \in [t_{ni}, t_{ne}]$ , в зарядной цепи протекает ток ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ,  $t_{ni}, t_{ne}$  – граничные значения).

С учетом вышеприведенных замечаний, а также конкретного вида временной функции источника напряжения, записываем выражение для расчета зарядного напряжения на емкостном накопителе установки.

$$U_c(t_n) = U_{0n} + \frac{U_m}{\tau} \cdot \int_{t_{ni}}^{t_{ne}} \exp\left(\frac{x - t_n}{\tau}\right) \cdot |\sin(\omega \cdot x)| \cdot dx, \quad (7)$$

где  $U_{0n}$  – напряжение на емкости в момент времени  $t_{0i}$ .

Совокупность выражений (6), (7), (3), (4) и (5) в указанной последовательности позволяют рассчитывать все основные характеристики процесса заряда емкостного накопителя в рассматриваемой магнитно-импульсной установке.

В конечном итоге, для большей иллюстративности в описании работы предлагаемой магнитно-импульсной установки и контроля достоверности численного интегрирования можно добавить хорошо известные простейшие зависимости для разрядного контура [1].

Напряжение и ток в нагрузке,

$$\begin{cases} U_{Li}(t) \approx U_{cm} \cdot \exp(-\delta \cdot t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t); \\ J_{Li}(t) \approx \frac{U_{cm}}{Z} \cdot \exp(-\delta \cdot t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t), \end{cases}$$

где  $\delta = \frac{R_2}{2 \cdot (L_c + L_i)}$  – декремент затухания в разрядном контуре;

$\omega_0 \approx \left( \sqrt{(L_c + L_i)/C} \right)^{-1}$  – частота колебаний в разрядном контуре;

$Z = \sqrt{(L_c + L_i)/C}$  – волновое сопротивление разрядного контура,  $L_c, L_i$  – индуктивности батареи емкостных накопителей и собственно индукторной системы.

**Пример.** Согласно схеме на рис. 1 зарядный контур магнитно-импульсной установки содержит емкостной накопитель энергии  $C=1000$  мкФ, токоограничивающее сопротивление  $R_1=10\dots100$  Ом и источник напряжения (вторичная обмотка входного трансформатора) с частотой промышленной сети  $f=50$  Гц и амплитудой  $U_m \approx 1000\dots2000$  В.

Начнем с режима, когда время заряда емкости мало настолько, чтобы особенности процесса проявились достаточно четко:  $R_1 \approx 10$  Ом,  $U_m \approx 1000$  В.

Результаты вычислений представлены на рис. 2 (1 – напряжение источника питания, 2 – зарядное напряжение). Среднее значение мощности за время заряда составляет  $\sim 7,3$  кВт.

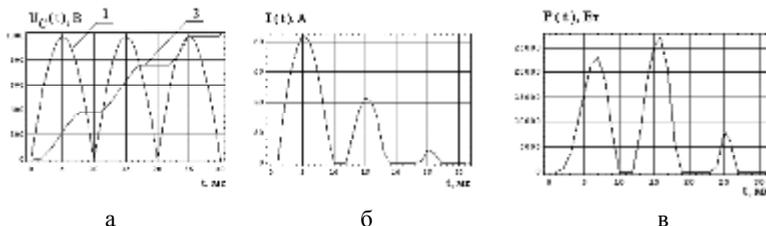


Рис. 2. Графики напряжения (а), зарядного тока (б) и мгновенной мощности (в) магнитно-импульсной установки.

Как следует из вычислений, заряд емкости происходит до амплитуды напряжения источника и носит "ступенчатый" характер. В интервалы времени, когда ток равен нулю ("провалы" графика на рис. 2, б), напряжение на накопителе остается неизменным (горизонтальные полки зависимости на рис. 2, а). В эти же временные интервалы мощность из сети не потребляется ("провалы" графика на рис. 2, в). Эффективность процесса заряда возрастает. Падает среднее значение мощности, потребляемой из сети. Этот факт проявляется в сравнении мгновенных амплитуд со средними величинами.

Время заряда до напряжения источника составляет  $\sim 25$  мс, то

есть циклы заряда емкостного накопителя могут повторяться с частотой до  $\sim 40$  Гц.

Все отмеченные особенности процесса заряда получены для идеализации, когда ток через емкость течет строго в одном направлении согласно схеме на рис. 1, то есть разрядный ток совершенно отсутствует. Практически, данная идеализация пренебрегает возможной утечкой по элементам контура.

Для иллюстрации влияния процессов разряда, в той или иной степени сопровождающих заряд емкости, с помощью формул (2)-(5) выполнены те же расчеты, но для противоположной идеализации, когда ничто не мешает появлению разрядных токов.

Результаты вычислений представлены на рис. 3 (1 – напряжение источника питания, 2 – зарядное напряжение).

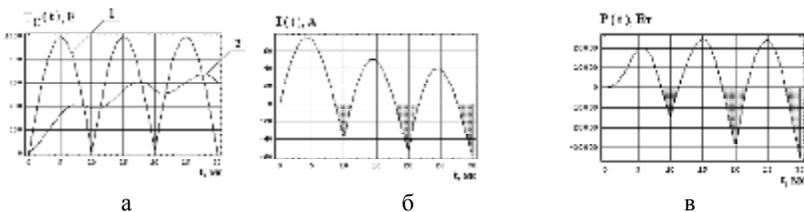


Рис. 3. Графики напряжения (а), зарядного тока (б) и мгновенной мощности (в) магнитно-импульсной установки.

Как следует из приведенных расчетных зависимостей, появление разрядного тока соответствует участкам на кривой 2 рис. 3,а, где производная по времени изменяет свой знак. На графике для тока (рис. 3,б) этим интервалам времени соответствуют "затемненные" отрицательные участки функциональной зависимости. Этим же временным интервалам на рис. 3, в соответствуют отрицательные значения мгновенной мощности ("затемненные участки"), определяющие процесс не потребления мощности из сети, а ее возврат обратно в сеть.

В целом, эффективность процесса заряда существенно снижается. Напряжение на емкости не может достичь более чем  $\sim 0,6 \cdot U_m$ .

Вернемся к заряду без токов утечки, и для полноты описания картины работы всей магнитно-импульсной установки в целом, задавшись необходимыми данными для вычислений, с помощью формул (8), (9) выполним расчеты напряжения и тока в нагрузке – инструменте обрабатывающей технологии.

Пусть известна частота токового импульса –  $f \approx 2$  кГц и относительный декремент затухания сигнала –  $\delta_0 \approx 0,15$ .

Вычисляем, что  $\omega_0 \approx 12,56 \cdot 10^3$  рад/с,  $(L_C + L_i) \approx 6,33$  мкГн,  $Z \approx 0,08$  Ом, максимум разрядного тока составляет  $\sim 12,57$  кА, максимум энергии, запасаемой емкостным накопителем,  $\sim 0,5$  кДж.

На рис. 4 приведена графическая иллюстрация многократно повторяющегося цикла "заряд-разряд" емкостного накопителя.

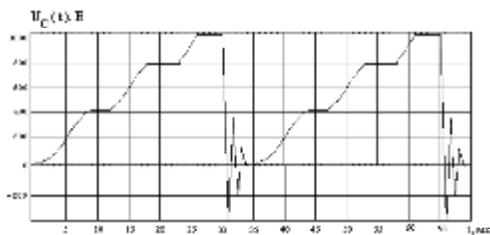


Рис. 4. Графическая иллюстрация многократно повторяющегося цикла "заряд-разряд" емкостного накопителя.

Как следует из вычислений, их повторение возможно через каждые 35 мс, то есть разрядные импульсы индукторной системе – инструменте и, соответственно, импульсы магнитного давления могут следовать с частотой  $\sim 28$  Гц.

В заключение выполним численные оценки для экстремального режима работы предлагаемой магнитно-импульсной установки. Речь идет о максимуме зарядного напряжения  $U_m \approx 2000$  В при сохранении величины средней потребляемой мощности порядка  $\sim 7,3$  кВт. В расчетах полагаем, что разрядный ток отсутствует. Как показывают оценки, для реализации такого режима следует принять  $R_l \approx 30$  Ом.

Графические иллюстрации результатов вычислений приведены на рис. 5. Среднее значение мощности за время заряда составляет  $\sim 7,3$  кВт.

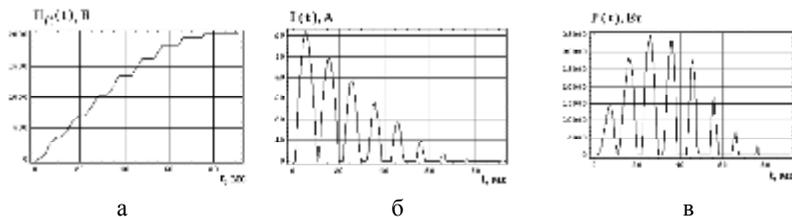


Рис. 5. Графики напряжения (а), зарядного тока (б) и мгновенной мощности (в) магнитно-импульсной установки.

Как следует из расчетов, при запасаемой энергии  $\sim 2$  кДж предлагаемая магнитно-импульсная установка может работать в режиме многократного генерирования разрядных токов с частотой их следования  $\sim$  до 12 Гц.

**Экспериментальная апробация.** По результатам вышеприведенных вычислений была изготовлена экспериментальная магнитно-импульсная установка, позволяющая работу в режиме многократного повторения разрядных импульсов на нагрузку – индуктор-инструмент для выполнения заданной производственной операции.

Емкость накопителя энергии за счет подключения различного числа конденсаторов могла варьироваться и составлять в maximume ~ 1000 мкФ. Повышающий трансформатор позволял производить заряд до напряжения ~ 2 кВ. Варьирование величин токоограничивающих резисторов в зарядном и разрядном контурах системы позволяло изменять частоту следования импульсов тока в нагрузке. В наиболее устойчивом рабочем режиме было получено ~ 5...12 Гц при напряжении на емкостном накопителе ~ 1 кВ, что соответствует запасаемой энергии ~ 0,5 кДж.

Примеры типичных осциллограмм зарядного напряжения на емкостном накопителе энергии и разрядного тока показаны на рис. 6 (а – заряд емкостного накопителя, цена дел. ~ 40 мс; б – разряд емкостного накопителя на одновитковый индуктор с согласующим устройством тонкостенной листовой заготовкой, цена дел. ~ 10 мкс (верхняя осциллограмма – ток индуктора, нижняя – ток, индуцированный в заготовке).

Экспериментальные характеристики созданной магнитно-импульсной установки на рис. 6, а иллюстрируют ее работу с периодом повторения ~ 80 мс, что соответствует частоте ~ 12 Гц. Здесь виден, процесс заряда и разряда по достижении заданного уровня напряжения. Более четко разряд иллюстрируется типичной осциллограммой на рис. 6, б. В качестве примера выбран режим достаточно высокоомной нагрузки, в котором для разрядного тока, практически, имеет место аperiodическая временная зависимость.

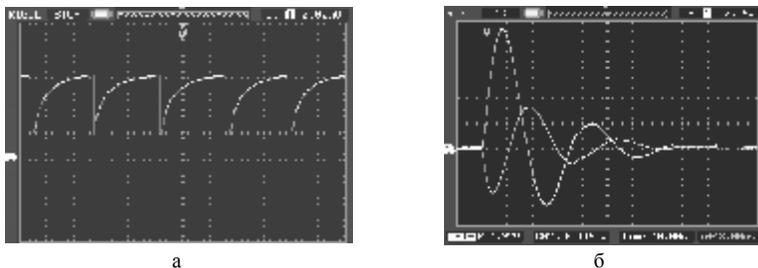


Рис. 6. Экспериментальные характеристики созданной магнитно-импульсной установки

Добавим, что эксперименты по магнитно-импульсному притяжению тонкостенных стальных образцов были проведены с помощью описанной выше магнитно-импульсной установки [6].

**Выводы.** Предложена и обоснована работоспособность магнитно-импульсной установки для многократного генерирования разрядных импульсов, позволяющей проводить обработку металлических объектов серией силовых воздействий, каждое из которых обладает достаточно малой амплитудой, но их интегральное действие обеспечивает выполнение заданной производственной операции.

1. Выполнены численные оценки характерных параметров магнитно-импульсной установки для многократного генерирования разрядных импульсов в различных временных и энергетических режимах.

2. Показано, что частота следования импульсов в разрядном контуре установки может достигать 12 Гц и выше, при этом средняя мощность, потребляемая из рабочей сети, остается неизменной (~7,3 кВт).

3. Величина запасаемой энергии на емкостном накопителе определяется уровнем потребляемой мощности и частотой следования разрядных импульсов, для ~ 12 Гц она составляет ~ 2,0 кДж.

4. Экспериментальная апробация модельного варианта магнитно-импульсной установки для работы в режиме многократного повторения разрядных импульсов тока показала практическую работоспособность изготовленного источника мощности.

**Список литературы:** 1. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. – Харьков: Изд. НТУ "ХПИ", 2001. – 270 с. 2. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Сериков Г.С., Чаплыгин Е.А. Возможности магнитно-импульсной технологии для рихтовки кузовных элементов автомобилей // Труды 13-ой Международной научно-технической конференции "Физические и компьютерные технологии". – Харьков, 19-20 апреля 2007г. – С. 352-355. 3. Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. – Т. 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями: Монография. – Харьков: ХНАДУ, 2009. – 240 с. 4. <http://www.electroimpact.com>. 5. Атабеков Г.М. Теоретические основы электротехники. – М.: Энергия, 1980. – Ч.1. – 340 с. 6. Батыгин Ю.В., Головащенко С.Ф., Гнатов А.В., Смирнов Д.О. Экспериментальные исследования магнитно-импульсного притяжения тонкостенных листовых металлов // Электротехніка і електромеханіка. – Харьков: 2010. – № 3. – С.39-41.

*Поступила в редколлегию 29.03.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Рудаков В.В.*

УДК 62-83

*Л.В. АКИМОВ*, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харків

*Д.Г. ЛИТВИНЕНКО*, аспірант, НТУ "ХПИ", Харків

*А.А. ВАКУЛЕНКО*, магістр, НТУ "ХПИ", Харків

### **СИНТЕЗ ДВУКРАТНОИНТЕГРИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ОДНОМАССОВЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ**

У статті реалізовано комплексний підхід до покращення динамічних характеристик частотно-регульованого асинхронного електропривода з векторним управлінням при нелінійному характері навантаження використанням методів поліноміальних рівнянь і діаграм якості керування.

В статье реализован комплексный подход к улучшению динамических характеристик частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением при нелинейном характере нагрузки использованием методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.

**Введение.** Для получения нулевой площади ошибки регулирования скорости, при подаче ступенчатого возмущающего воздействия, необходимо спроектировать систему управления электроприводом (ЭП) с астатизмом второго порядка по нагрузке. Решение вышеуказанной задачи на примере ЭП постоянного тока с постоянным моментом сопротивления  $M_c = \text{const}$  выполнено в [1, 2], где предложена методика построения трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования (СПР) скорости вращения. Разработанная система имеет третий порядок астатизма по управлению ( $v_{U_3}=3$ ) и второй порядок – по возмущению ( $v_{M_c}=2$ ). Наличие падающего участка в нелинейном характере нагрузки ЭП с жесткостью  $\beta_c < 0$  приводит к исходной неустойчивости объекта управления в контуре скорости. Как следствие, в традиционной СПР с регулятором, предложенным в [1, 2], понижается на единицу порядок астатизма по управлению ( $v_{U_3}=v_{M_c}$ ) и возникают автоколебательные режимы, ухудшающие качество технологического процесса и делающие систему практически неработоспособной. Желаемая динамика электропривода с учетом нелинейного характера момента сопротивления успешно достигается полиномиальным методом синтеза

регуляторов [3, 4]. Метод позволяет ликвидировать нежелательные автоколебательные режимы и задать системе необходимые астатические свойства при широком диапазоне изменения параметров объекта.

Необходимо отметить, что современный асинхронный ЭП с векторным управлением, который в последние годы вытесняет глубокорегулируемый ЭП постоянного тока, имеет также классическую структуру СПР [5].

Теоретический и практический интерес представляет собой создание двукратноинтегрирующей системы регулирования скорости ( $v_{U_3} = v_{Mc} = 2$ ) для исходно неустойчивого одномассового асинхронного частотно-управляемого ЭП с векторным управлением и нелинейной нагрузкой. Синтез необходимого регулятора скорости (РС) предлагается осуществить методом полиномиальных уравнений. Улучшение динамических и точностных свойств полученной системы выполним оптимизацией параметров РС по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) [6], лежащего в основе разработанных в [7] диаграмм качества управления (ДКУ).

**Целью работы** является реализация комплексного подхода к устранению автоколебаний в частотно-регулируемом одномассовом асинхронном ЭП с нелинейной нагрузкой путем синтеза астатического РС методом полиномиальных уравнений и последующей оптимизацией его параметров методом ДКУ, способствующей увеличению добротности системы и ее запаса устойчивости.

#### **Задачи исследования.**

Для достижения поставленной цели в статье решаются следующие задачи:

- синтез полиномиальным методом астатического регулятора скорости векторно-управляемого асинхронного ЭП с  $v_{U_3} = v_{Mc} = 2$ ;
- оценка влияния параметров синтезированного РС на динамические и точностные свойства системы;
- оптимизация системы методом диаграмм качества управления по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости;
- проведение сравнительного анализа переходных процессов в исходной, настроенной традиционным методом СПР, синтезированной полиномиальным методом и оптимизированной системах с полной двухканальной структурой асинхронного ЭП.

**Синтез астатического регулятора полиномиальным методом.** В основу исследования положим одноканальную структуру одномассового частотно-регулируемого асинхронного электропривода, представленную в общепринятых обозначениях на рис. 1.



коэффициент датчика скорости;  $\beta_c$  – жесткость механической характеристики нагрузки;  $T_\mu$  – малая постоянная времени контура тока;  $T_c = J/|\beta_c|$  – механическая постоянная времени;  $J$  – приведенный к валу двигателя момент инерции;  $K_2 = (T_{sr} + T_\mu) / (T_{sr} + 2T_\mu)$ ;  $T_{sr}$  – электромагнитная постоянная времени цепи статора.

Присутствие в составе передаточной функции (3) неминимально фазового звена приводит к исходной неустойчивости объекта в контуре скорости. Это обосновывает необходимость использования метода полиномиальных уравнений для синтеза РС.

Согласно методу полиномиальных уравнений [8] представим полиномы (3) числителя  $P(p)$  и знаменателя  $Q(p)$  в виде компенсируемых регулятором  $P_{k+}(p)$ ,  $Q_{k+}(p)$ , 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  $|s|$ , с учетом отсутствия в (3) элемента, обладающего астатизмом  $s=0$ ):

$$Q_{k+}(p) = (4T_\mu K_2 p + 1); P_{k+}(p) = 1; P_{n+}(p) = 1; Q_{n+}(p) = 1; P_-(p) = 1; Q_-(p) = T_c p - 1; |P_{k+}| = 0; |P_{n+}| = 0; |P_-| = 0; |Q_{k+}| = 1; |Q_{n+}| = 0; |Q_-| = 1; |Q| = 2.$$

Зададимся желаемым порядком астатизма замкнутой системы регулирования скорости  $v=2$  и запишем на основании метода полиномиальных уравнений [8] передаточную функцию астатического РС в виде

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

где  $M(p)$ ,  $N(p)$  – неизвестные полиномы, соответственно имеющие вид:

$$M(p) = m_i p^i + m_{i-1} p^{i-1} + \dots + m_1 p + m_0; \\ N(p) = n_j p^j + n_{j-1} p^{j-1} + \dots + n_1 p + n_0. \quad (6)$$

Для степени полиномов  $M(p)$ ,  $N(p)$ , и  $G(p)$  будем иметь:

$$|M| = |Q_-| + |Q_{n+}| + v - 1 = 1 + 0 + 2 - 1 = 2; \quad |N| = |Q| - |P_{k+}| - 1 = 2 - 0 - 1 = 1; \\ |G| = |M| + |N| + 1 = 2 + 1 + 1 = 4,$$

т.е.  $M(p) = m_2 p^2 + m_1 p + m_0$  и  $N(p) = n_1 p + n_0$ .

Полиномиальное уравнение синтеза имеет вид

$$M(p)P_-(p)P_{n+}(p) + N(p)Q_-(p)Q_{n+}(p) \cdot p^v = G(p) \quad (7)$$

и в развернутой форме слагаемых по мере убывания степени  $p$  представляется как

$$n_1 T_c p^4 + (n_0 T_c - n_1) p^3 + (m_2 - n_0) p^2 + m_1 p + m_0 =$$

$$= T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0, \quad (8)$$

где  $G(p)$  – характеристический полином замкнутой системы, задаваемый исходя из условия обеспечения желаемого переходного процесса, в частности, отвечающий одному из известных стандартных распределений [9, 10] или их видоизменений [3, 11];  $T_0=1/\omega_0$  – эквивалентная малая постоянная времени системы, определяющаяся величиной выбираемого значения среднегеометрического корня  $\omega_0$ .

Неизвестные коэффициенты  $m_i$  и  $n_j$  полиномов  $M(p)$ ,  $N(p)$  находятся из сравнения сомножителей при одинаковых степенях  $p$  левой и правой частей уравнения (8). Они имеют значения:

$$n_1 = \frac{1}{T_c \omega_0^4}; \quad n_0 = \frac{1}{T_c} \left( \frac{\alpha_3}{\omega_0^3} + n_1 \right); \quad m_2 = \frac{\alpha_2}{\omega_0^2} + n_0; \quad m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0}; \quad m_0 = \alpha_0. \quad (9)$$

Анализ (8) показывает, что в данном случае недопустимо понижение порядка степени полиномов  $M(p)$ ,  $N(p)$  и  $G(p)$  на единицу, так как при потере коэффициентов  $m_2$  и  $n_1$  коэффициенты при  $p^2$  вступают в противоречие:  $-n_0 p^2$  не может быть равно  $+\alpha_2 T_0^2 p^2$ .

**Оценка параметров синтезированного РС.** Согласно (5), передаточная функция синтезированного РС полного порядка определяется как

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(4T_M K_2 p + 1)(T_1^2 p^2 + T_2 p + 1)}{(T_3 p + 1)p^2}, \quad (10)$$

где  $K_{PC}=m_0/K_0 n_0=m_0 K_T \beta c / 1,5 Z p K_r \psi_{r0} K_{дс} n_0$ ;  $T_1=m_2/m_0$ ;  $T_2= m_1/m_0$ ;  $T_3=n_1/n_0$ .

Проверим работоспособность системы регулирования скорости с синтезированным регулятором (10) на базе АД типа *МТКФ* 312-8 со следующими параметрами:  $P_n=13$  кВт;  $n_n=690$  об/мин;  $U_n=380$  В;  $I_n=31,8$  А;  $\psi_{r0}=0,6834$  Вб;  $I_0=27,7$  А;  $\cos\varphi_0=0,088$ ;  $\cos\varphi=0,63$ ;  $\eta=76\%$ ;  $GD^2=1,55$  кгм<sup>2</sup>;  $R_s=0,45$  Ом;  $X_{sl}=0,53$  Ом;  $R'_r=0,64$  Ом;  $X'_{rl}=0,42$  Ом;  $T_M=0,012$  с;  $T_3=0,0074$  с;  $m=T_M/T_3=1,62$ ;  $\beta=28,58$  Н·м·с;  $T_c=0,013$  с и преобразователя частоты, для которого  $K_{пч}=38$ ;  $T_{пч}=0,002$  с.

В результате расчетов для полной двухканальной структуры частотно-регулируемого асинхронного ЭП, представленной на рис. 2, получено:  $K_1=0,4129$ ;  $K_2=0,7065$ ;  $Kr=0,9808$ ;  $Zp=4$ ;  $Tsr=0,0028$  с;  $Rsr=1,0657$  Ом;  $J=0,3875$  кгм<sup>2</sup>;  $Tr=0,1088$  с;  $Ls=0,07$  Гн;  $Lm=0,0683$  Гн;  $\sigma=0,0428$ . При  $U_{3с}=U_{3пч}=10$  В учтем, что:  $K_T=0,1258$  В/А;  $K_{дс}=0,1384$  Вс;  $K_{пч}=14,6326$  В/Вб.

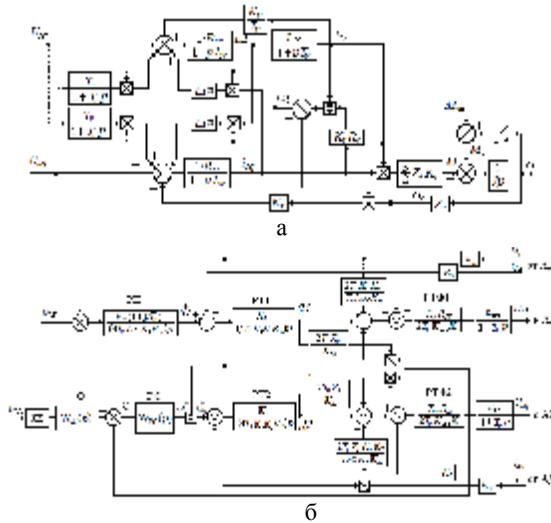


Рис. 2. Структурная схема АД с КЗ ротором во вращающейся системе координат:

На рис. 2 приведена 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) в которой передаточные функции регуляторов тока и потока имеют численные значения:

$$W_{РТФ1}(p) = W_{РТФ2}(p) = 0,1568; W_{РТ1}(p) = W_{РТ2}(p) = \frac{428,49}{p};$$

$$W_{РП}(p) = \frac{1,2089(0,1088p + 1)}{0,1088p}.$$

При этом синтезированный с  $M_c = \text{const}$  по традиционной методике [1, 2, 5] для  $\gamma = 5,44$  ПИ<sup>2</sup> – РС, обеспечивающий второй порядок астатизма по возмущению и фильтр  $\Phi$ , имеют вид:

$$\begin{aligned} W_{РС}(p) &= \frac{JK_T(16T_\mu K_2 p + 1)}{192\psi_{r0} T_\mu^2 K_2^2 Zp K_{ДС} K_r p} \times \frac{(\gamma 4T_\mu K_2 p + 1)}{\gamma 4T_\mu K_2 p} = \\ &= \frac{7,75(0,0226p + 1)}{0,0226p} \frac{(5,44 \times 0,0057p + 1)}{5,44 \times 0,0057p}; \end{aligned}$$

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{(16T_\mu K_2 p + 1)(\gamma 4T_\mu K_2 p + 1)} = \frac{1}{(0,00069p^2 + 0,0534p + 1)}. \quad (11)$$

При модуле жесткости механической характеристики выбранного АД  $\beta=28,58$  Н·м·с величина жесткости падающего участка механической характеристики нагрузки взята на уровне  $\beta_c=-30$  Н·м·с. В этом случае параметр  $b=\beta_c/\beta=-1,05$  и система становится динамически неустойчивой, что существенно усложняет ее настройку [12].

В исследованиях принято, что нелинейная нагрузка ЭП имеет следующий характер:

$$M_c = \begin{cases} M_{c0} + \beta_{c1}\omega; & \beta_{c1} = 18 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; \quad M_{c0} = 0 \text{ Н} \cdot \text{м}; \quad 0 \leq \omega \leq 10 \text{ с}^{-1}; \\ -\beta_c\omega; & |\beta_c| = 30 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; \quad 10 \leq \omega \leq 15 \text{ с}^{-1}; \\ +\beta_{c2}\omega; & \beta_{c2} = 2,5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; \quad 15 \leq \omega \leq 75 \text{ с}^{-1}. \end{cases} \quad (12)$$

Определение параметров передаточной функции синтезированного астатического РС (10) осуществим, используя распределение Баттерворта [9] с коэффициентами:  $\alpha_0=1$ ;  $\alpha_1=2,6$ ;  $\alpha_2=3,4$ ;  $\alpha_3=2,6$ . Зададим значение среднегогеометрического корня замкнутой системы  $\omega_0=80 \text{ с}^{-1}$ .

По зависимостям (9) рассчитаем величины коэффициентов полиномов  $M(p)$  и  $N(p)$ :  $n_1=0,0000189 \text{ с}^3$ ;  $n_0=0,00053948 \text{ с}^2$ ;  $m_2=0,0011 \text{ с}^2$ ;  $m_1=0,0325 \text{ с}$ ;  $m_0=1$ , которые определяют необходимое значение передаточной функции РС и фильтра Ф на входе системы рис. 2,б:

$$W_{PC}(p) = \frac{12567(0,0057p+1)(0,0011p^2+0,0325p+1)}{(0,0035p+1)p^2};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(0,0011p^2+0,0325p+1)}. \quad (13)$$

На рис. 3 показаны результаты компьютерного исследования асинхронного ЭП, отвечающего его полной структуре рис. 2, с традиционным ПИ<sup>2</sup> – РС при его работе на пониженной скорости  $\omega=11 \text{ с}^{-1}$ , соответствующей падающему участку нелинейной характеристики нагрузки с расчетной величиной  $\beta_c=-30$  Н·м·с (осциллограмма а). Случаю  $\beta_c=0$  отвечает осциллограмма б. Выходу ЭП на участок с  $\beta_c=2,5$  Н·м·с при номинальной скорости  $\omega=72,2 \text{ с}^{-1}$  соответствует осциллограмма в. Разгон ЭП с фильтром на входе от задатчика интенсивности (ЗИ) до скорости  $\omega=11 \text{ с}^{-1}$  с временем разгона  $t_p=t_{зи}=0,4$  секунды представлен на осциллограмма г.

Как и ожидалось, работа асинхронного ЭП с традиционно рассчитанным ПИ<sup>2</sup> - РС на падающем участке характеристики нагрузки, сопровождается возникновением автоколебаний, которые не только негативно влияют на качество переходных процессов, но и делают систему неработоспособной.

Переходные характеристики системы рис. 2 с синтезированным полиномиальным методом астатическим РС (10) в тех же режимах работы приведены на рис. 4.

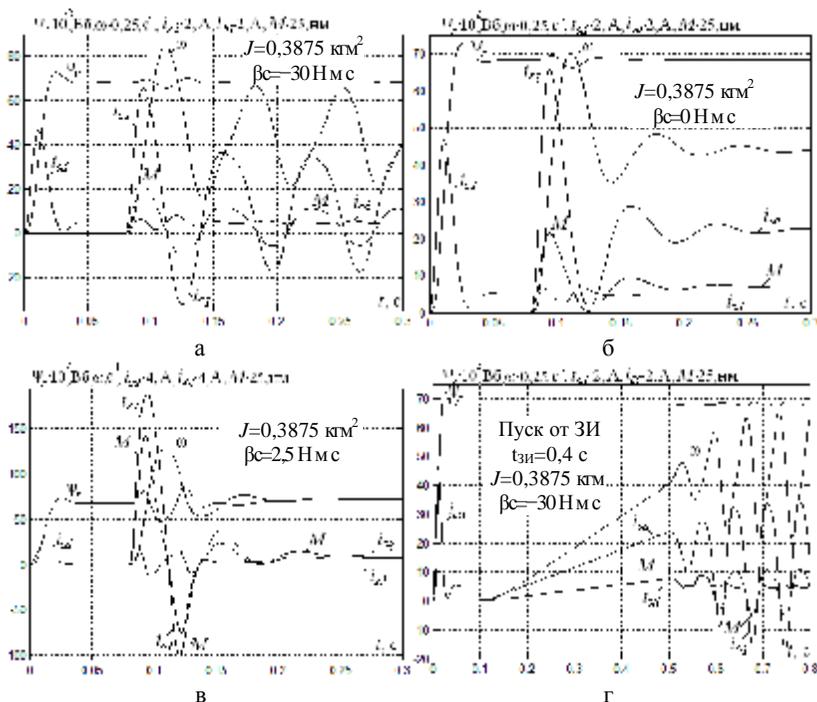


Рис. 3. Результаты компьютерного моделирования характеристик асинхронного ЭП.

Представленные осциллограммы подтверждают возможность полиномиального метода обеспечить устойчивость исходно неустойчивого объекта с нелинейным характером нагрузки. Система успешно работает на падающем участке нагрузки с  $\beta_c = -30$  Н·м·с (а), при  $\beta_c = 0$  Н·м·с (б), и на восходящем участке при  $\beta_c = 2,5$  Н·м·с (в). Имеющиеся в системе колебания скорости полностью устраняются при работе системы с фильтром от задатчика интенсивности (г).

Таким образом, можно заключить, что полиномиальный метод синтеза позволил обеспечить удовлетворительное качество переходных процессов в различных режимах работы асинхронного ЭП, в том числе и с нелинейной нагрузкой.

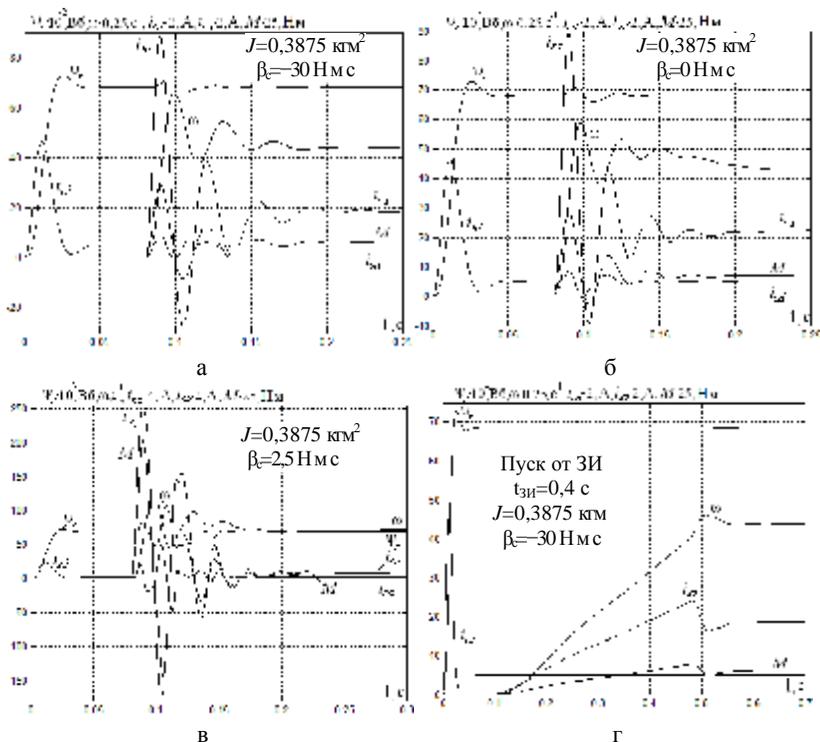


Рис. 4. Переходные характеристики системы с синтезированным полиномиальным методом астатическим РС.

Для дальнейшего улучшения качества управления синтезированной двукратноинтегрирующей системы, проведем оценку влияния параметров синтезированного РС (10), (13) на ее динамические и точностные свойства. Для этого введем безразмерные переменные в коэффициент усиления  $k$ , постоянную времени  $b$  форсирующего звена второго порядка в числителе и постоянную времени  $q$  инерционного звена в знаменателе передаточной функции РС. С учетом этого получим:

$$W_{PC}(p) = \frac{k \times K_{PC} (4T_{\mu} K_2 p + 1) (b^2 \times T_1^2 p^2 + b \times T_2 p + 1)}{(q \times T_3 p + 1) p^2}. \quad (14)$$

На основании (3) и (14) запишем уравнение контура регулирования скорости с учетом возмущающего воздействия, которое после преобразования имеет вид:

$$\omega = \frac{(b^2 \times T_1^2 p^2 + b \times T_2 p + 1)}{\frac{q \times T_3 T_c}{k \times K_{PC} K_O} p^4 + \frac{(T_c - q \times T_3)}{k \times K_{PC} K_O} p^3 + \frac{(k \times K_{PC} K_O b^2 \times T_1^2 - 1)}{k \times K_{PC} K_O} p^2 + b \times T_2 p + 1} U_{3c} -$$

$$- \frac{\frac{K_{дс}}{k \times K_{PC} K_O \beta_c} (q \times T_3 p + 1) p^2}{\frac{q \times T_3 T_c}{k \times K_{PC} K_O} p^4 + \frac{(T_c - q \times T_3)}{k \times K_{PC} K_O} p^3 + \frac{(k \times K_{PC} K_O b^2 \times T_1^2 - 1)}{k \times K_{PC} K_O} p^2 + b \times T_2 p + 1} M_c \quad (15)$$

Анализ (15) показывает неоднозначность влияния параметров  $k$ ,  $b$  и  $q$  не только на коэффициенты характеристического полинома, но и на форсирующие составляющие уравнения по управлению и возмущению. Видно, что при действии управляющего воздействия параметр  $b$  влияет как на время переходного процесса ( $b \times T_2 p$ ), так и на величину перерегулирования ( $b^2 \times T_1^2 p$ ). На характер реакции системы от возмущающего воздействия действуют параметры  $k$  и  $q$ .

**Оптимизация системы методом диаграмм качества управления.** Проведем оптимизацию параметров синтезированного РС методом диаграмм качества управления по критерию МДУ вариацией традиционных для данного случая параметров  $k$  и  $b$ . Отметим, что параметр  $k$  отвечает за добротность системы по рывку, а параметр  $b$  характеризует низкочастотное сопряжение асимптотической логарифмической амплитудной частотной характеристики разомкнутого контура скорости. В этих исследованиях параметр  $q$  примем неизменным со значением  $q=1$ . Оптимизацию по критерию МДУ осуществим по предложенной в [13] методике.

Диаграмма качества управления в частотной области на плоскости параметров  $k$  и  $b$  синтезированного РС для линейризованной одноканальной структуры асинхронного ЭП рис. 1 с  $\beta_c = -30$  Н·м·с без учета фильтра и задатчика интенсивности приведена на рис. 5,а. Отметим, что мерой запаса устойчивости в данном случае принят частотный показатель колебательности  $M$ . Из диаграммы следует, что при исходном значении добротности  $k=1$  ( $K_{PC}=12567$ ) и показателя колебательности  $M=5$  (точка 1), перенастройка системы на линию МДУ при  $k=1$  и  $b=0,975$  (точка 2) обеспечивает показатель колебательности  $M=4,5$ , что на 11% меньше исходной величины. Максимальному значению добротности с  $k=1,21$  при заданном запасе устойчивости соответствует точка 3 со значением  $b=0,89$ .

Результаты оптимизации во временной области полной структуры асинхронного ЭП рис. 2 с учетом нелинейного характера нагрузки показаны на рис. 5,б в виде семейства переходных характеристик, соответст-

вующих характерным точкам 1, 2 и 3 диаграммы качества управления. Переходная характеристика под номером 1 отвечает исходной настройке регулятора (13) с использованием фильтра Баттерворта 4-го порядка. Характерной точке 2 соответствует переходная характеристика, отвечающая уменьшению перерегулирования с 51% до 43,5%, достигаемому при  $k=1$  и  $b=0,95$ . Точке с максимальной добротностью системы при заданном запасе устойчивости 51% соответствует переходная характеристика 3. Для данной характеристики получены значения параметров  $k=1,2$  и  $b=0,88$ , при которых добротность системы повышается на 20%.

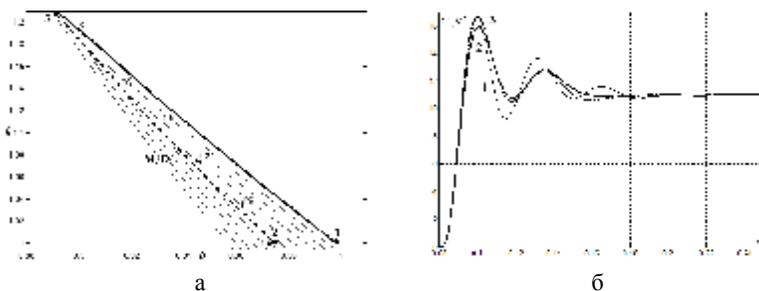


Рис. 5. Диаграмма качества управления (а) и оптимизация переходных характеристик (б) синтезированного РС.

Отметим, что склонность исследуемой системы к колебаниям объясняется высокой кратностью интегрирования и, как следствие, пониженным запасом устойчивости. Также большое влияние на динамику и точность системы оказывает наличие в ее составе неминимально фазового звена.

**Сравнительный анализа переходных процессов в исходной и оптимизированной системах.** Проведем анализ динамических ошибок от скачка нагрузки для случаев работы ЭП при исходной (13) и двух оптимизированных настройках РС. Соответствующие переходные характеристики по возмущению в системе рис. 2,б при различном характере нагрузки приведены на рис. 6.

Из переходных процессов на рис. 6 видно незначительное, практически отсутствующее влияние перестраиваемых по линии МДУ параметров  $k$  и  $b$  на характеристики системы по возмущению. Этого и следовало ожидать из-за различия в первом и втором слагаемом уравнения (15). Положительным свойством синтезированной системы является стремление к нулю интеграла ошибки для всех случаев настройки РС при любом характере нагрузки, включая и ее нелинейность.

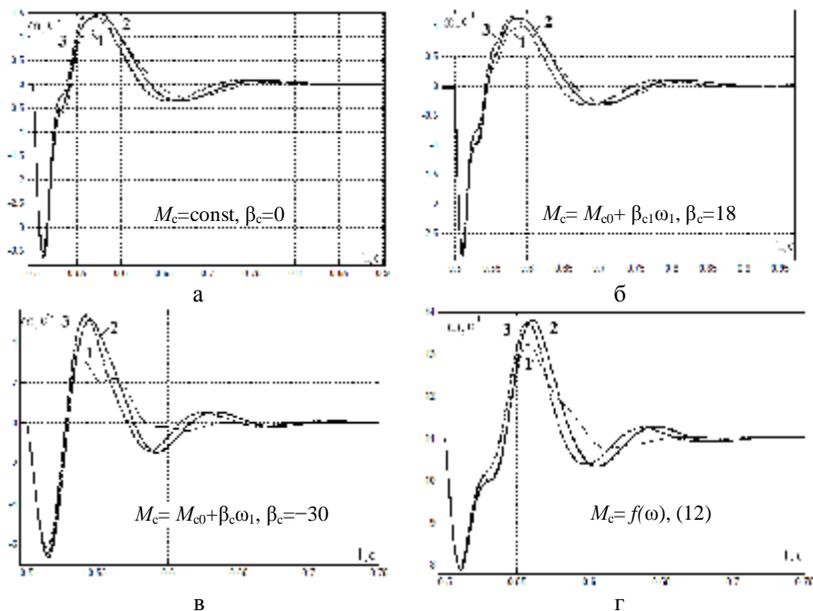


Рис. 6. Переходные характеристики по возмущению в системе при различном характере нагрузки

Таким образом, параметрическая оптимизация синтезированной двукратноинтегрирующей системы с помощью параметров  $k$  и  $b$  по критерию МДУ дает положительные результаты по управляемому воздействию: достигается уменьшение перерегулирования с 51% до 43,5% или увеличение  $k$  на 20% при  $\sigma=51\%$ .

Переходные характеристики скорости, потока, токов и момента асинхронного ЭП с настройкой синтезированного астатического регулятора (14) на линию МДУ в точки 2 максимального запаса устойчивости и 3 максимальной добротности с передаточными функциями фильтра  $W_{\Phi}(p)=1/(b^2 \cdot 0,0011p^2 + b \cdot 0,0011p + 1)$  представлены на рис. 7 соответственно (а, б) и (в, г). Переходные процессы отвечают работе ЭП на падающем участке характеристики нагрузки от толчка задания (а, в) и задатчика интенсивности (б, г). Как и ранее удовлетворяющий требованиям переходной процесс имеет место при работе ЭП с  $\beta_c=0$  и  $\beta_c=2,5$ .

Рассмотрим возможность повышения качества управления синтезированной системы с помощью параметра  $q$ . Отметим, некоторое сходство в расположении параметров  $k$  и  $q$  в (15).

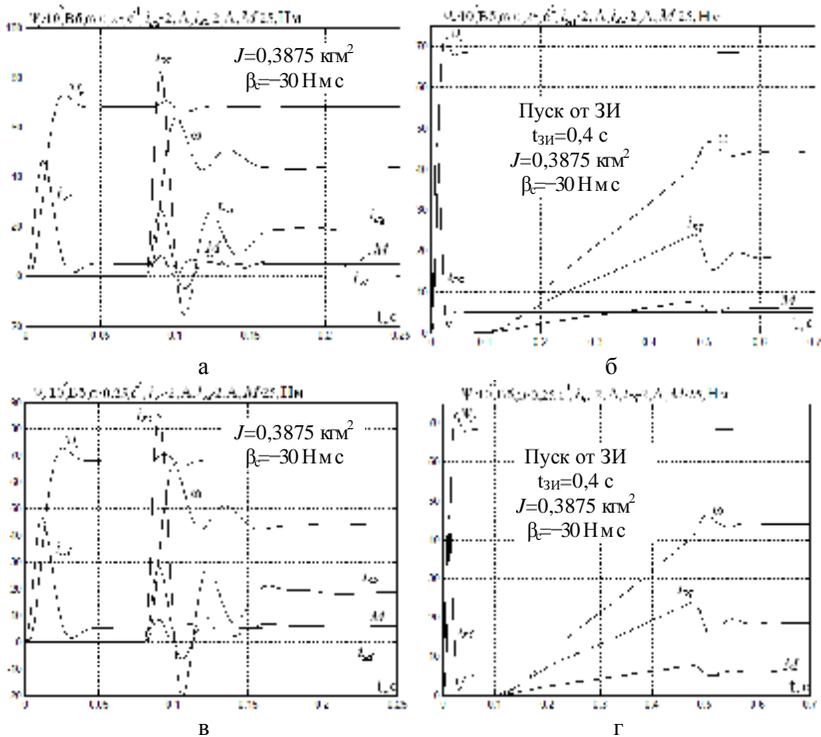


Рис. 7. Переходные характеристики асинхронного ЭП с настройкой синтезированного астатического регулятора на линию МДУ.

Это дает возможность предположить об их аналогичном влиянии на динамику системы: уменьшение параметра  $q$  соответствует увеличению  $k$ . Математическое моделирование показало, что уменьшение  $q$  одновременно повышает быстродействие и запас устойчивости системы. Поэтому нет необходимости в дополнительной вариации параметров  $k$  и  $b$ .

На рис. 8,а представлены переходные характеристики системы по управлению для случаев: А – исходная настройка РС (13) и В – настройка РС на минимум перерегулирования  $\sigma=18\%$ , при  $q=0,15$ . На рис. 8,б приведены соответствующие переходные процессы в системе при подаче ступенчатого сигнала  $M_{c0}$  в нелинейной нагрузке (12). Анализ кривых показывает уменьшение амплитуды колебаний динамической ошибки для настройки В по сравнению с А.

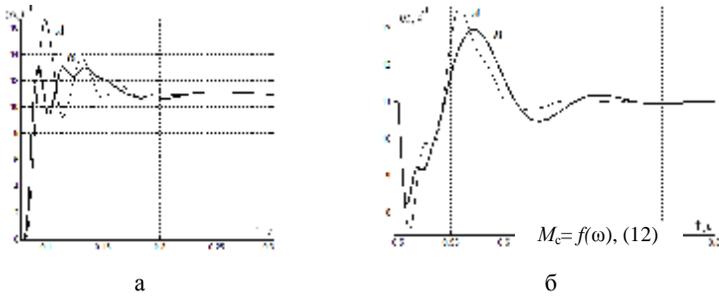


Рис. 8. Переходные характеристики системы по управлению РС.

Отметим, что инерционное звено с параметром  $q$  в синтезированном регуляторе (14) обеспечивает его физическую реализуемость и представляет собой фильтр первого порядка. Соответственно к выбору его постоянной времени с параметром  $q$  надо подходить с точки зрения наименьшего возможного значения, не противоречащего условиям помехозащищенности системы и реализуемости РС.

Проведем анализ динамических ошибок при скачке нагрузки (рис. 9) в полной структуре векторно-управляемого ЭП с настройками РС А и В для случаев его работы с различным характером нагрузки: а – при  $M_c = \text{const}$ ; б – на восходящем участке  $M_c = f(\omega)$ ; в – на падающем участке  $M_c = f(\omega)$ .

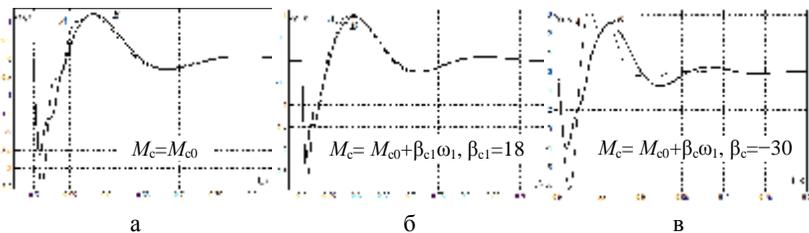


Рис. 9. Характеристики ЭП при скачке с различным характером нагрузки.

Анализ динамических ошибок рис. 9 показывает существенное уменьшение амплитуд колебаний скорости при работе ЭП на падающем участке характеристики нагрузки (12). Это отчетливо видно из сравнения рис. 9в с рис. 6в. Максимальное значение динамической ошибки  $\Delta\omega_{\text{дин}} = 6,5 \text{ c}^{-1}$  уменьшено до величины  $\Delta\omega_{\text{дин}} = 4 \text{ c}^{-1}$ . Уменьшение просадки скорости также происходит на участках с  $\beta_c = 0$  и  $\beta_c > 0$ . Отметим, что работа ЭП на падающем участке с  $\beta_c = -30$  обеспечивает время восстановления скорости при действии нагрузки в пределах 0,2 – 0,23 с.

Таким образом, настройка параметров  $k$  и  $b$  по критерию МДУ обеспечивает снижение перерегулирования с 51% до 43,5% либо повышение добротности на 20% при исходном перерегулировании 51%. За счет вариации параметра  $q$  удается не только снизить перерегулирование в системе с 51% до 21%, но и на 33% уменьшить динамическую просадку скорости при действии скачка нагрузки, не изменяя при этом нулевую площадь ошибки.

**Выводы.** 1. Впервые для частотно-регулируемых ЭП с векторным управлением при нелинейном характере нагрузки разработана двукратноинтегрирующая система управления с астатизмом второго порядка по управляемому и возмущающему воздействию. 2. Предложенная система в случае активной нагрузки приобретает свойства трехкратноинтегрирующей с  $v_{U_3}=3$  и  $v_{Mc}=2$ . 3. Выполнена оптимизация двукратноинтегрирующей системы управления при вариации трех параметров синтезированного астатического РС, а именно: его коэффициента усиления –  $k$  и постоянных времени форсирующей –  $b$  и апериодической –  $q$  составляющих. 4. Полученные свойства разработанной системы и возможность обеспечения нулевой площади ошибки регулирования при подаче ступенчатого сигнала нагрузки дают основание рекомендовать разработанную систему для автоматизации тех механизмов, для которых предполагалось использование трехкратноинтегрирующей СПР с двигателем постоянного тока.

**Список литературы:** 1. Миткевич В.Г., Церазова Е.А., Целлагов А.П., Ямпольский Д.С. Динамика трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования привода постоянного тока // *Электричество*. – 1981, – №1. – С. 26-31. 2. Крупович В.И. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / В.И. Крупович, Ю.Г. Барыбин, М.Л. Самовер. – М.: Энергоиздат, 1982. – 416 с. 3. Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния: Монография / Л.В. Акимов, В.И. Колотило, В.С. Марков; под общей редакцией В.Б. Клепикова, Л.В. Акимова. – Харьков: ХГПУ, 2000. – 93 с. 4. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков В.Б., Пирожок А.В. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой // Под общей редакцией В.Б. Клепикова. – Харьков: НТУ "ХПИ", Запорожье: ЗНТУ, 2002. – 160 с. 5. Системы подчиненного регулирования электропривода переменного тока с вентильными преобразователями / Слешановский О.В., Дацковский И.С., Кузнецов И.С. и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с. 6. Гуль А.И. Оптимальный баланс добротности и запаса устойчивости астатических систем // *Вестник Национального технического университета "ХПИ"*. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2001. – Вып. 10. – С. 133-139. 7. Гуль А.И. Диаграммы качества управления многократноинтегрирующих систем //

Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – Харьков: ХГПУ. – 2000. – Вып. 113. – С. 119-123. **8. Залылеев С.Р.** О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода // Электротехника. – 1998. – №2. – С. 48-53. **9. Красовский А.А.** Основы автоматики и технической кибернетики / А.А. Красовский, Г.С. Поспелов. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 600 с. **10. Осичев А.В.** Стандартные распределения корней в электроприводе // А.В. Осичев, В.О.Котляров, В.С. Марков. Тр. конф. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков: Основа. – 1997. – С. 104-110. **11. Толочко О.И.** Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану: навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів. – Донецьк: Норд – Прес, 2004. – 298с. **12. Клепиков В.Б.** О проблеме фрикционных автоколебаний в электроприводах // Электричество, 1986. – №4. – С. 59-62. **13. Гуль А.И.** Оптимизация условно устойчивых СПР с неминимально фазовыми звеньями методом диаграмм качества управления // Гуль А.И., Кунченко Т.Ю. Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2005. – Вип. 4/2005(33). – С. 30-32.



**Акимов Леонид Владимирович**, доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы", НТУ "ХПИ". В 1989 г. защитил в Московском энергетическом институте докторскую диссертацию и в 1990 г. получил ученое звание профессор. Является отличником высшей школы, изобретателем СССР, награжден медалями ВДНХ СССР за выполненные разработки промышленных электроприводов. Неизменной с 1956 г. 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 "Электробытовая 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 с использованием методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.



**Вакуленко Антонина Александровна**, магистр электромеханики. В 2008 г. закончила НТУ "ХПИ" по специальности "Автоматизированные электромеханические системы и электропривод". Инженер АОЗТ "Тяжпромавтоматика" г. Харьков.

*Поступила в редколлегию 05.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Клепиков В.Б.*

**И.С. ВАРШАМОВА**, м.н.с, НТУ "ХПИ", Харьков  
**Е.Г. КОРОЛЬ**, ассистент, НТУ "ХПИ", Харьков  
**Н.В. КРЮКОВА**, ассистент, НТУ "ХПИ", Харьков  
**Н.А. ЛЕЛЮК**, стаж. преподаватель, НТУ "ХПИ", Харьков  
**В.В. ЛИТВИНЕНКО**, ассистент, НТУ "ХПИ", Харьков  
**В.С. ЛУПИКОВ**, д-р техн. наук, проф., зав. каф., НТУ "ХПИ", Харьков  
**Е.А. СЕДОВА**, ст. преподаватель, НТУ "ХПИ", Харьков

### **МЕТОД МУЛЬТИГРАДИЕНТНОГО НАПРАВЛЕННОГО ОХЛАЖДЕНИЯ ИЛИ НАГРЕВА МАЛЫХ ОБЪЕКТОВ**

Наведено опис відомого способу мультиградієнтного охолодження або нагрівання малих об'єктів. Спосіб реалізовано у вигляді пристроїв, що забезпечують створення змінного температурного градієнта в робочій області з розташованим усередині малим об'єктом, і переміщення об'єкту з керованою швидкістю в горизонтальному або вертикальному напрямках. Спосіб може бути використаний для тонкого регулювання термодинамічних параметрів малих об'єктів при їх охолодженні.

Приводится описание известного способа мультиградиентного направленного охлаждения или нагревания малых объектов. Способ реализован в виде устройств, обеспечивающих создание переменного температурного градиента в рабочей области с расположенным внутри малым объектом, и перемещение объекта с управляемой скоростью в горизонтальном или вертикальном направлениях. Способ может быть использован для тонкого регулирования термодинамических параметров малых объектов при их охлаждении.

**Введение.** В настоящее время наблюдается резкое увеличение номенклатуры электрических аппаратов защиты, в частности, автоматическим выключателям, работающим в режиме ожидания и срабатывающим в аварийном режиме. Это связано, в основном, с расширением энергонасыщенности технических и бытовых объектов, а также применением современных технологий в электроаппаратостроении. Однако, такая ключевая проблема, как энергосбережение, практически не влияет на характеристики таких аппаратов. По сути, действует принцип: если покупают, то усложнение конструкции не требуется. То есть, выбор конструктивных элементов электрического аппарата осуществляется с "запасом", обеспечивающим тепловую стойкость аппарата. В результате существующие технологии проектирования электрических

аппаратов не стремятся минимизировать энергопотребление самих аппаратов и оптимизировать затраты энергии на их производство. В работе [1] сформулирована задача поиска метода сверхбыстрого охлаждения контактов электрических аппаратов защиты на период аварийного режима. При этом электрические контакты автоматического выключателя рассматриваются как малые объекты, которые необходимо быстро охладить. Поиску таких методов сверхбыстрого охлаждения посвящены работы [1, 2]. В данной работе рассматривается известный метод [3], который применяется для тонкого регулирования термодинамических параметров в криобиологии при охлаждении и нагреве образцов клеточных суспензий.

**Цель работы** – анализ известного способа мультиградиентного воздействия на охлаждаемый образец [3] для сверхбыстрого охлаждения контактов электрического аппарата защиты.

**Краткая характеристика известных методов.** Метод [3] относится к управляемому замораживанию биологических образцов, состоящих из клеток и тканей. Метод основан на создании бокового переменного температурного градиента за счет поперечного перемещения охлаждаемого объекта.

Традиционным методом для замораживания биологических образцов является помещение их в камеру и снижение температуры камеры в управляемом режиме. Охлаждение образцов в соответствии с этим методом происходит в направлении от наружной поверхности внутрь. Градиент температуры при этом определен приблизительно, так как распределение температуры внутри объекта точно не известно. В качестве параметров, характеризующих распределение температуры внутри объекта, могут выступать температурные проводимости материалов участков объема внутри образца и характер воздействия охлаждающего поля на его поверхности. Такая неопределенность распределения температуры ограничивает возможности воздействия на процесс охлаждения, в частности, неясно, как управлять этим процессом и оптимизировать его параметры.

В работе [4] предложен другой метод контролируемого направленного замораживания, в котором образец помещен на предметное стекло микроскопа, и это предметное стекло движется, по существу, вдоль постоянного температурного градиента  $dT/dx$  ( $T$  означает температуру,  $x$  расстояние). При постоянной скорости движения  $V=dx/dt$ , где  $t$  означает время, каждая точка в образце охлаждается со скоростью  $dT/dt = V(dT/dx)$ . Данный метод характеризуется одним однородным термическим градиентом и вектором скорости перемещения объекта, что дает основание назвать этот метод градиентным.

В работе [3] приведено описание способа, реализующего метод мультиградиентного охлаждения биологических объектов, в котором температурный градиент меняется во времени вдоль движения образца.

**Конструкция устройства для реализации мультиградиентного метода.** Способ включает следующие операции: помещение биологического образца внутрь трубочки-соломинки, имеющей рабочий конец; перемещение трубочки-соломинки из теплой области, имеющей начальную температуру выше температуры замораживания, в холодную область, имеющую температуру, ниже температуры замораживания, причем рабочий конец соломинки входит в холодную область и замораживается раньше другого конца соломинки.

Схема устройства мультиградиентного охлаждения (УМО), реализующего способ, приведена на рис. 1.

Устройство, реализующее этот метод, состоит из трех основных частей: дорожки, устройства охлаждения для создания бокового переменного температурного градиента вдоль этой дорожки и механизма для перемещения образца вдоль дорожки. На рис. 1,а показан боковой вид варианта конструкции устройства. Нумерация позиций использована такой же, как и в оригинале [3]. Три блока 12, 14 и 16 выполнены из термически проводящего материала (меди) и выстроены в линию. Блоки 12, 14 и 16 имеют длину около 16, 2,5 и 10 см соответственно. Блоки 12 и 14 разделены зазором 18, а блоки 14 и 16 – зазором 20. Зазоры 18 и 20 могут иметь ширину от 0,01 до 1,5 см. Туннель 36 прямоугольного поперечного сечения проходит сквозь блоки 12, 14 и 16. Этот туннель определяет направление, вдоль которого перемещаются салазки 40. Салазки 40 выполнены из термически проводящего материала (меди), и несут на себе одну или более трубочек-соломинок 38, которые содержат биологические образцы для замораживания или оттаивания. Трубочки 38 обычно выполняются круглого или прямоугольного поперечного сечения, длиной от 14 до 30 см. Салазки 40 перемещаются по туннелю 36 с помощью поршня 42, к которому прикреплен стержень 44 со спиралевидной резьбой. Стержень 44 перемещается вправо с помощью винтовой передачи (на рисунке не показано). Блоки 12 и 14 включают рефрижераторы 50 и 52. Блоки 12 и 16 включают нагреватели 56-58. Холодильники 50 и 52 работают традиционно, с помощью сжатия и расширения криогенных жидкостей. Нагреватели 56-58 являются резистивными электрическими нагревателями. Блок 16 включает канал 54, в котором циркулирует жидкий азот. Холодильник 50 и нагреватель 56 служат для установления температурного градиента на участке туннеля 36, который проходит от теплой стороны 22 блока 12 к холодной стороне 24 блока 12.

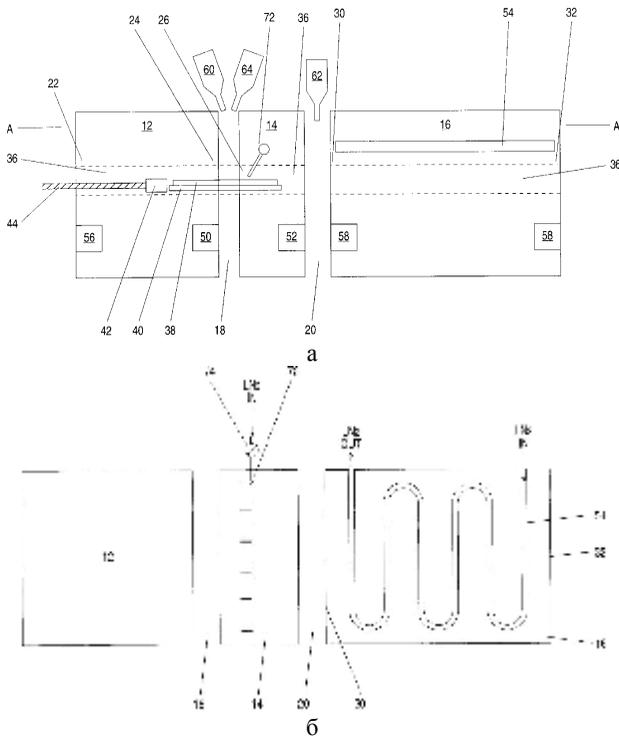


Рис. 1. Схема устройства мультиградиентного охлаждения

Холодильник 52 поддерживает примерно постоянную температуру в блоке 14. Действие жидкого азота в канале 54 и нагревателях 57 и 58 служит для установления температурного градиента на участке тоннеля 36, который проходит от теплой стороны 30 блока 16 к холодной стороне 32 блока 16. Температуры внутри блоков 12, 14 и 16 контролируются с помощью термпар (не показано) и управляются с помощью петель обратной связи (не показано), которые включают холодильники 50 и 52 и нагреватели 56-58. Зазоры 18 и 20, разделяющие блоки 12, 14 и 16, имеют ширину не более 1,5 см. Образующийся туннель 36 проходит вдоль всего пути перемещения биологического образца, изолируя его от окружающей среды и помогая устанавливать температурный градиент. Видео камера 60 и инфракрасный термограф 64 установлены для наблюдения за условиями биологического образца в трубочке 38, когда она пересекает зазор 18. Другая такая же видео

камера 62, размещена в зазоре 20 для мониторинга условий биологического образца в трубочке 38, когда она пересекает зазор 20. Видео камеры 60 и 62 и инфракрасный термограф 64, передают сигналы на монитор (не показан), на котором оператор может наблюдать визуальное проявление и температурные контуры содержимого трубочки 38. В реальных условиях большинство трубочек 38 непрозрачные. Для визуального мониторинга и повышения качества регулирования некоторые трубочки 38 специально выполняются прозрачными (обычно стеклянными) прямоугольного поперечного сечения. Инфракрасный термограф отслеживает температурный профиль всех соломинок 38. Блок 14 снабжен каналом 72 для наполнения жидким азотом трубочки 38.

На рис. 1,б показан поперечный вид конструкции на рис. 1,а вдоль сечения А-А. Как видно на рис. 1,б, геометрия канала 54 в блоке 16 имеет вид спиралевидной намотки, открытой на концах и заполненной жидким азотом ( $LN_2$ ), подведенным возле холодной стороны 32 блока 16 и выходящим возле теплой стороны 30 блока 16. Канал 72 в блоке 14 снабжен электромагнитным клапаном для подачи жидкого азота. Вариант канала 72, приведенный на рис. 1,б, пригоден для заполнения одновременно шести трубочек-соломинок.

Таким образом, рассмотренный вариант устройства обеспечивает перемещение биологических образцов через области поперечных переменных температурных градиентов и может быть использован для замораживания и оттаивания биологических образцов с управляемыми скоростями.

Что касается температурных режимов, используемых в способе, то предлагается двухшаговое как охлаждение, так и нагревание.

*При охлаждении* на первом шаге образец, имеющий температуру существенно выше критической температуры витрификации, охлаждается до некоторой промежуточной температуры с достаточно медленной скоростью, чтобы избежать массового образования кристаллов льда и появления механических повреждений образца. На втором шаге образец быстро охлаждается до температуры ниже критической температуры витрификации, со скоростью приблизительно от 30 до 1500 °С в минуту.

*При нагревании* на первом шаге образец, имеющий температуру ниже критической температуры витрификации (обычно около -110 °С), медленно нагревается до температуры витрификации со скоростью, достаточной для предотвращения растрескивания стеклоподобной массы (по меньшей мере 100 °С в минуту, но предпочтительно со степенью около 8400 °С в минуту). На втором шаге образец быстро

нагревается до температуры, существенно превышающей критическую температуру витрификации со скоростью, при которой предотвращается девитрификация, т.е. аморфная фаза состояния образца сохраняется.

**Возможности направленного замораживания.** В работе [4] приведен второй вариант конструкции устройства, который позволяет проводить замораживание биологических образцов с управляемой скоростью и направлением (направленное замораживание).

Когда какая-либо жидкость охлаждена до температуры ниже точки ее замерзания, она остается жидкой в таком нестабильном сверх охлажденном состоянии минимально короткое время. Замораживание начинается в позициях ядрообразования, которые распределены в основном случайно по всему объему жидкости, и распространяется по остальной жидкости. В традиционном ненаправленном способе замораживания биологических образцов лед растет с неуправляемой скоростью и морфологией, и может механически разрушить и убить клетки образца.

Направленное замораживание позволяет управлять ядрообразованием, по крайней мере, в принципе. Когда трубочка-соломинка с биологическим образцом перемещается вдоль термического градиента – от температуры выше точки замораживания образца к температуре ниже точки его замораживания, в какой-то момент времени передний край трубочки-соломинки достигает точки в пространстве, в которой температура ниже точки замораживания образца. Передний конец трубочки-соломинки при этом замораживается, например, посредством соприкосновения его с холодным объектом – малым объемом жидкого азота. Неуправляемое замораживание происходит в обратном направлении вдоль трубочки-соломинки к точке пространства, в которой температура равна точке замораживания образца. Так как трубочка-соломинка продолжает двигаться вперед, замороженная часть образца собирается вокруг ядра, замораживая жидкую часть образца; при этом жидкая часть образца проходит точку в пространстве, в которой температура равна точке замораживания образца. Таким образом, неуправляемое замораживание с закономерным итогом случайного разрушения клеток ограничено малой областью на переднем конце трубочки-соломинки, а управляемое замораживание происходит при замораживании фронта, движущегося внутри вдоль трубочки-соломинки в обратном направлении; этот фронт, по сути, неподвижен в пространстве и на него действует стационарный температурный градиент, соответствующий температуре замораживания образца.

В идеальном случае скорость замораживания фронта должна быть такой, чтобы морфология льда не разрушала клетки биологического образца. Однако этого трудно достичь, используя устройства направленного замораживания предыдущего поколения, которые имеют поперечные постоянные градиенты, потому что скорость охлаждения, соответствующая благоприятной морфологии льда, может не соответствовать другим желательным скоростям в процессе охлаждения образца. Поперечный переменный градиент в предлагаемом способе позволяет охлаждать образцы с различными скоростями в различных температурных режимах и таким образом обеспечивает полное управление ядрообразованием на переднем фронте замораживания. Например, короткая часть температурного градиента, непосредственно у холодной стороны трубочки-соломинки в точке с температурой, равной температуре замораживания образца, может равняться нулю, обеспечивая короткую область однородной температурой чуть ниже точки замораживания образца. Если образец является суспензией отдельных клеток, тогда эта температура чуть ниже температуры замораживания раствора, в котором эти клетки взвешены. Если этот образец ткань, тогда однородная температура чуть ниже (на 1-10 °С) ее температуры замораживания.

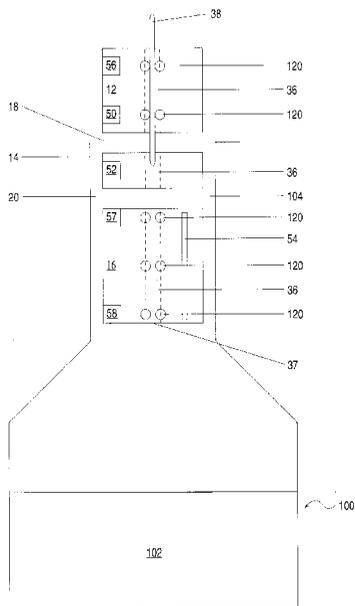


Рис. 2. Схематическое изображение устройства

На рис. 2 показано схематическое изображение такого варианта устройства.

В этом варианте устройства блоки 12, 14 и 16 смонтированы в горловине 104 сосуда Дьюара 100 с жидким азотом 102.

Холодильники 50, 52 и нагреватели 56-58 являются термоэлектрическими приборами, а именно, стандартными криогенными холодильниками и резистивными нагревателями. Туннель 36 имеет форму круга в поперечном сечении. Вместо салазок 40 (как в предыдущем варианте устройства на рис. 1,а), для движения трубочки-соломинки 38 в продольном направлении по бокам туннеля располагаются пары ро-

ликов 120, которые обеспечивают захват трубочки-соломинки 38 за счет трения и перемещают ее далее вниз по туннелю 36. Когда трубочка-соломинка 36 выходит из конца 37 туннеля 36, она падает в жидкий азот 102 для хранения.

Трубочки-соломинки 38 заполнены охлаждаемым образцом, как показано на рис. 3. Образец 150 помещается в середину трубочки-соломинки 38, окруженной от 10 до 100 микролитров замораживающего раствора. Передний конец 39 трубочки-соломинки 38, который проходит через туннель 36, закрывается хлопковой пробкой 180, пропитанной замораживающим раствором. Другой конец трубочки-соломинки 38 заполняется раствором сахарозы 190 и герметизируется заглушкой 200. Пробка 180, замораживающий раствор, несущий образец 160, раствор сахарозы 190 и заглушка 200 разделены пузырьками воздуха 170, как показано на рис. 3.

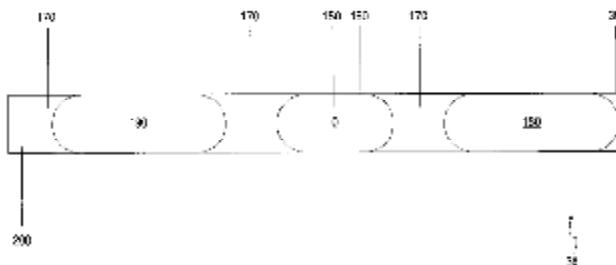


Рис. 3. Конструктивная схема заполнения трубочки-соломинки.

Холодильник 50 и нагреватель 56 установлены в блоке 12, который обеспечивает температуру 22 °С на теплой стороне и 0 °С на холодной стороне 24. Холодильник 52 обеспечивает в блоке 14 однородную температуру -7 °С. Нагреватели 57 и 58 обеспечивают температуру -10 °С на теплой стороне 30 блока 16 и -35 °С – на холодной стороне 32 блока 16. Для этой конструкции ширина зазора 18 составляет 0,84 см, а ширина зазора 20 – 1,2 см.

Трубочка-соломинка 38 помещается на салазки 40. Сторона салазок 40, несущая передний конец 39 трубочки-соломинки 38, размещена внутри туннеля 36, на теплом конце 22 блока 12. Салазки 40 перемещаются по туннелю 36 с помощью клапана 42 и стержня 44 со скоростью 20 микрон в секунду. Когда передний конец 39 трубочки-соломинки 38 входит в открытую часть 26 блока 14, клапан открывается приблизительно между 5 и 10 секундами, позволяя малому количеству жидкого азота соприкоснуться с передним концом 39 трубочки-

соломинки 38, замораживая ее содержимое. Так как блоки 12, 14 и салазки 40 сделаны из термически проводящего материала (медь), на холодном конце 24 блока 12 устанавливается температура  $0^{\circ}\text{C}$  и  $-7^{\circ}\text{C}$  в блоке 14, что соответствует по существу линейному температурному градиенту  $-8,3^{\circ}\text{C}$  на сантиметр в той части салазок 40 и трубочки-соломинки 38, которые перекрывают зазор 18. При движении трубочка-соломинка 38 сквозь зазор 18, ее замораживание происходит в противоположном направлении, начиная от замораживания фронта, располагаемого в зазоре 18, где температура соответствует точке замораживания растворов, содержащихся в трубочке-соломинке 38, около  $-3^{\circ}\text{C}$ . (В пузырьках воздуха 170, фронт замораживания распространяется через жидкость, которая увлажняет внутреннюю стенку трубочки-соломинки 38.) Как только образец 150 пересекает зазор 18, он охлаждается от  $0$  до  $-7^{\circ}\text{C}$  с требуемой скоростью  $1^{\circ}\text{C}$  в минуту. Видео камера 60 и инфракрасный термограф 64 используются для мониторинга морфологии и определения места фронта замораживания в зазоре 18. Таким образом, скорость, с которой трубочка-соломинка 38 перемещается через зазор 18, может очень тонко регулироваться. Температура образца 150 остается постоянной  $-7^{\circ}\text{C}$ , в течении всего времени движения образца через блок 14. Как только образец 150 входит в блок 14, скорость салазок 40 возрастает до приблизительно 40 микрон в секунду и образец 150 находится около 10 минут внутри блока 14 при постоянной температуре  $-7^{\circ}\text{C}$ . Когда образец выходит из блока 14, он оказывается в области, включающей как зазор 20, так и блок 16, в которой температурный градиент составляет около  $-2,5^{\circ}\text{C}$  на сантиметр. В этой точке скорость салазок 40 понижается до начальной 20 микрон в секунду, так что образец 150 достигает холодного конца 32 блока 16, в котором температура составляет  $-35^{\circ}\text{C}$ , приблизительно за 93 секунды, то есть, с желаемой скоростью охлаждения  $0,3^{\circ}\text{C}$  в минуту. Видео камера 62 отслеживает морфологию содержимого трубочки-соломинки 38 в то время как трубочка-соломинка 38 выходит из блока 14 в зазор 20, что дает уверенность, что содержимое трубочки-соломинки 38 полностью заморожено и что образец 150 не был механически поврежден во время процесса замораживания.

**Анализ возможности применения мультиградиентного метода для охлаждения электрических аппаратов.** Анализ приведенных конструкций и принципы их работы показывает, что высокая эффективность сверхбыстрого охлаждения малых объектов достигается за счет управляемого движения фронта температурного градиента и регулирования параметров как движения, так и градиента температур. В

известных конструкциях коммутационных электрических аппаратов скорости движения контактов, по сути, не регулируются. Кроме того, в отличие от биологических объектов при охлаждении контактов нет необходимости следить за температурой витрификации. С учетом этого метод может быть упрощен за счет уменьшения шагов охлаждения до одного и применен для охлаждения контактов электрического аппарата.

### **Выводы.**

1. Приведено описание мультиградиентного метода охлаждения малых объектов, в частности, биологических объектов. Метод включает помещение образца в контейнер (трубочку-соломинку) и ее перемещение в области с поперечным температурным градиентом. Регулировкой скорости перемещения и величиной температурного градиента обеспечивается полное управление режимом сверхбыстрого охлаждения или нагревания объекта.

2. Рассмотрены два варианта устройства реализующего метод мультиградиентного охлаждения малых объектов. Первый вариант применяется для горизонтально движущихся объектов, второй – для вертикально движущихся вниз объектов.

3. Рассмотренные возможности применения мультиградиентного метода для охлаждения контактов электрических аппаратов.

**Список литературы:** 1. Patent 5873254 USA, Int. Cl. F25D 13/06. Device and methods for multigradient directional cooling and warming of biological samples / Arav A. – Appl. No 709,350. Filed: Sep. 6, 1996; Date of Patent: Feb. 23, 1999. – 10 p. 2. Rittidech S., Boonyaem 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. Rittidech S., Terdtoon P., Murakami P., Kamonpet P., Jom-pakdee W. Effect of inclination angles, evaporator section lengths and working fluid properties on heat transfer characteristics of a closed-end oscillating heat pipe // Proc. 6th Intl. Heat Pipe Symp., Chiang Mai, Thailand. – 2000. – P. 413-421. 4. Patent 4531373 USA, Int. Cl. F25D 13/06. Directional solidification for the controlled freezing of biomaterials / B. Rubinsky. – Appl. No 664164. Filed: Oct. 24, 1984; Date of Patent: Jul. 30, 1985. – 7 p.



**Варшамова Ирина Сергеевна**, младший научный сотрудник кафедры "Электрические аппараты" Национального технического университета "ХПИ". Защитила диплом магистра по специальности электрические машины и аппараты в 2006 г. с отличием. Научные интересы связаны с магнетизмом технических объектов, физическими полями электрических аппаратов.



**Король Елена Геннадьевна**, ассистент кафедры "Электрические аппараты" Национального технического университета "ХПИ". Защитила диплом магистра с отличием в 2004 г. по специальности электрические машины и аппараты.

Научные интересы связаны с проблемой электромагнитной совместимости в части магнитных полей.



**Крюкова Наталья Валерьевна**, ассистент кафедры общей электротехники Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Защитила диплом инженера по специальности динамика и прочность машин в 1995 г. С 2001 г. работает в области магнетизма технических объектов. В 2010 г. защитила диссертацию кандидата технических наук в НТУ "ХПИ" по специальности электрические машины и аппараты.

Научные интересы связаны с магнетизмом технических объектов



**Лелок Николай Анатольевич**, стажер преподаватель кафедры "Электрические аппараты". Защитил диплом магистра в НТУ "ХПИ" по специальности электрические машины и аппараты в 2006 г.

Научные интересы связаны с проблемой повышения надежности и снижения вибрации контактов электрических аппаратов.



**Литвиненко Виктория Владимировна**, ассистент кафедры "Электрические аппараты". Защитила диплом специалиста в НТУ "ХПИ" институте по специальности электрические машины и аппараты в 2005 г.

Научные интересы связаны с проблемой повышения надежности и снижения вибрации контактов электрических аппаратов.



**Лушиков Валерий Сергеевич**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты, соответственно в 1973, 1987 и 2004 гг. С 1973 по 1998 гг. работал в области магнетизма технических объектов. Заведующий кафедрой "Электрические аппараты" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 2005 г. Научные интересы связаны с проблемами электромагнитной совместимости технических средств, магнетизмом технических объектов, магнитной левитацией, физическими полями электрических аппаратов.



**Седова Елена Александровна**, ст. преп. каф. "Электрические аппараты" Национального технического университета "ХПИ". Защитила диплом инженера-электромеханики в 1984 г.

Научные интересы связаны с проблемами электрических аппаратов, в частности с методами контроля сопротивления контактов.

*Надійшла до редколегії 22.03.2010  
Рецензент д.т.н, проф. Болух В.Ф.*

**В.М. ДУБИК**, ассистент, Подольский государственный аграрно-технический университет, Каменец-Подольский

## **ЗАЩИТА ПЛОДОВЫХ КУЛЬТУР ОТ НАСЕКОМЫХ-ВРЕДИТЕЛЕЙ**

Розглядаються методи боротьби для знищення шкідників плодових культур, їх переваги і недоліки.

Рассматриваются методы борьбы для уничтожения вредителей плодовых культур, их достоинства и недостатки.

**Введение.** Садоводство занимает важное место среди отраслей сельского хозяйства Украины. Площадь плодово-ягодных насаждений в республике составляет свыше 1,1 млн. га. Производство фруктов доходит до 3,5 млн. т при урожайности 44 ц/га.

Ни одна сельскохозяйственная культура не требует столь тщательных и многочисленных обработок против вредителей и болезней, как плодовые культуры, в особенности семечковые. Подсчитано, что при отказе от использования средств защиты растений, мировые потери урожая сельскохозяйственных культур составят около 50% [1]. По данным источникам [1, 2] повреждение плодов садовых культур без проведения защитных мероприятий составляет от 23% до 80% в различные годы.

В связи с развитием интенсивного садоводства возрастают требования к защите растений от вредителей и болезней, эффективность которой зависит от культуры земледелия, а также комплекса агротехнических, механических, биологических и карантинных приемов борьбы.

**Анализ последних достижений.** Ежегодно в садах южной зоны Украины выбраковывается от 25 до 75% яблок из-за повреждений яблонной плодовой жоржкой. При среднем ежегодном валовом урожае яблок в 2 млн. т, величина ежегодных потерь от плодовой жоржки составляет 300 тыс. т. Этот вредитель причиняет серьезный ущерб не только садам южной зоны Украины, но и в целом по стране [1, 2].

В числе серьезных вредителей значится кровяная тля. Ежегодный выпад деревьев в южной зоне Украины как минимум, составляет 2%, т.е. около 18 000 деревьев. Также непоправимый урон садам наносят распространение яблонной моли, златогузки, боярышницы, кольчатого

шелкопряда, бурого плодового клеща [1, 2].

Из сказанного выше, следует, что если не принимать специальные меры по защите плодовых культур, то возможна полная гибель урожая от повреждений. Поэтому борьба с вредителями представляет важную народнохозяйственную проблему.

**Цель статьи** – анализ существующих методов, используемых для уничтожения вредителей плодовых культур.

**Агротехнический метод.** Существующие методы защиты садов от вредителей и болезней обеспечивают частичное сохранение урожая. Агротехнические мероприятия по уходу за плодовыми деревьями создают благоприятные условия для их развития и роста, повышают устойчивость растений к поражению болезнями и повреждению вредителями. При обработке почвы погибают возбудители парши и пятнистостей листьев (белая и бурая пятнистость, коккомикоз и др.), зимующие на опавших листьях, и часть некоторых видов вредителей (грушевой, яблонной, сливовой плодожорки, пилильщиков, минеров) [1, 2]. Однако механические мероприятия очень трудоемки и большое значение для ограничения численности вредителей имеют в приусадебных и коллективных садах. В плодовых насаждениях агрофирм их применяют в основном в молодых садах, где иногда нецелесообразно обрабатывать пестицидами, особенно для борьбы с мучнистой росой, древесницей въедливой и уничтожения зимних гнезд боярышницы и златогузки.

**Химический метод** борьбы с вредителями наиболее универсальный, позволяющий одновременно защитить плодовые растения от комплекса вредных видов насекомых, клещей и возбудителей заболеваний путем применения смеси инсектицидов, акарицидов и фунгицидов. Численность многих видов вредных насекомых, например, тлей, листоблошек, щитовок, жуков-долгоносиков, майского хруща, златок, стеклянниц, древесниц, пока регулируют в основном только химическими средствами защиты.

**Метод комбинированной обработки.** Для одновременной борьбы с различными вредителями применяют комбинированную обработку. Так, во многих регионах Крымской, Запорожской, Херсонской и других областей при обработке садов против яблонной плодожорки хлорофосом или метафосом в случае необходимости в рабочий раствор добавляют акарицид для борьбы с паутиным и боярышниковым клещами, купрозан, цинеб и фундазол против парши и плодовой гнили, коллоидную серу или каратан против мучнистой росы [2, 3].

Для борьбы с гусеницами эффективными оказались фосфорорга-

нические препараты – 0,2%-ный антио, 0,2%-ный фозалон и 0,3%-ный хлорофос: гибель вредителей составила 75,5% [2, 3].

Наилучшие результаты против яблонной моли обеспечило применение цидиала в концентрации 0,1 и 0,2%, ногоса – 0,1 и 0,2 и ДДВФ – 0,1 и 0,2%, которые вызывали гибель 85,4...95% вредителей. При использовании гардоны (50%-ный с.п. в концентрации 0,1 и 0,2%) и базудина (60%-ный к.э. в концентрации 0,1 и 0,2%) было уничтожено 82...89% вредителей [3].

В борьбе с гусеницами яблонной моли в период после цветения яблонь использовались такие препараты, как рогор в 0,15%-ной концентрации, хлорофос (0,2%), антио и фозалон (соответственно 0,2 и 0,15%) обеспечивают максимальное уничтожение вредителя (до 99,7%). Применение этих препаратов на протяжении двух лет в саду площадью 38 га позволило почти полностью уничтожить яблонную моль [3].

Как показали трехлетние опыты с сосущими вредителями яблони, наиболее эффективным является препарат Би-58 в концентрации 0,2% (норма расхода рабочей жидкости 1500 л/га). Так, поврежденность листьев яблонной медяницей в результате обработки сада Би-58 снизилась на 66,2...67,9%, а в варианте с применением хлорофоса – всего на 18,4...37,7%, численность плодовых клещей и зеленой яблонной тли – соответственно на 70,8; 85,4 и 44; 32,3% [1, 3]. Прибавка урожая в вариантах с Би-58 и карбофосом составила свыше 24 ц/га, а с хлорофосом – 6,2 ц/га.

В борьбе с гусеницами боярышницы и листоверток испытывались ДНОК (до распускания почек), фозалон и энтобактерин (до цветения), рогор и фозалон (после цветения), хлорофос и энтобактерин (в период отрождения гусениц боярышницы).

Наиболее эффективными оказались хлорофос и рогор, которые способствовали снижению численности боярышницы на 95,5...98%, а листоверток – на 92...97,4%. Биопрепарат энтобактерин (0,5%), используемый с хлорофосом (доза 0,015%) по эффективности не уступал инсектицидам – гибель гусениц составила 96% (боярышница) и 97,2% (листовертка) [2].

Однократное опрыскивание насаждений рогором, карбофосом, хлорофосом, метилнитрофосом и энтобактерином в период выхода гусениц из зимовки и начала питания (первая декада апреля) позволяет снизить заселенность почек яблони на 82...88% [2, 3].

**Анализ методов.** Как видно из анализа литературы для борьбы с вредителями промышленность выпускает широкий ассортимент пес-

тицидов, отравляющих вредителей. Однако, на проведение борьбы с вредителями расходуется много сил, рабочего времени, денег. Применение пестицидов, влечет за собой и немало последствий. Остатки пестицидов могут с растениями, или растительными продуктами попасть в пищу людей и сельскохозяйственных животных. Попадая в почву, они нарушают ее биологический режим, что приводит к снижению естественного плодородия почв. Из почвы они вымываются в водоемы, где вызывают отравление многих водных организмов. Кроме этого, пестициды, применяемые в борьбе с вредителями, губят не только их, но и многих полезных насекомых – опылителей растений, от которых зависит урожай плодовых культур; много насекомых – почвообразователей и санитаров, перерабатывающих различные гниющие остатки, а главное – энтомофагов, т.е. хищных и паразитических насекомых, питающихся вредителями и контролирующими их численность.

Химическая борьба с вредителями вступает в противоречие с задачами охраны окружающей среды.

В последние годы все более широко применяют биологически активные вещества (феромоны, регуляторы роста насекомых) для регулирования численности вредных видов с сохранением полезной энтомофауны, сокращения кратности обработок садов инсектицидами. Широко применимы аттрактанты для наблюдения за динамикой лета, сигнализации обработок, дезориентации и создания самцового вакуума. В настоящее время изучается возможность применения ингибитора роста – димилина для исключения обработок инсектицидами против яблонной плодовой жорки [1, 2].

За рубежом изучают возможность половой стерилизации насекомых путем применения хемотрериянтов (в феромонных ловушках на дно вместо клея наносят хемотрериянт, и привлеченные самцы, залетев в ловушку или полетав около нее, становятся стерильными) и предварительного выпуска стерилизованных самцов (облученных), для чего необходимо массовое разведение плодовой жорки на искусственной питательной среде [3].

В Крымском СХИ для борьбы с яблонной плодовой жоркой применяли, половой аттрактант кодлемон производства фирмы "Зоекон" (метод дезориентации самцов).

Снижение численности плодовой жорки на участках соответственно сказалось на поврежденности плодов в съемном урожае, причем величина ее в значительной мере зависела от количества вредителей перед применением аттрактантов. Так, на опытном участке, на котором по-

ловые аттрактанты использовались только против второго поколения плодовой мушки, первоначальная численность вредителя на один ловчий пояс (без учета наличия плодовой мушки в почве и под корой) составляла в среднем одну гусеницу. Поэтому поврежденность плодов на участке составила 0,72% (на контроле – 1,37%).

Опыт по применению половых аттрактантов против первого и второго поколений яблонной плодовой мушки закладывали также на участке сада со сравнительно невысокой первоначальной численностью вредителя – в среднем 2...3 гусеницы на один ловчий пояс. Полученные результаты (дезориентация самцов – 74,8%, поврежденность плодов в съемном урожае – 2,41...5,9% против 0,9...2,95% на контроле) были хуже, чем при применении аттрактантов только против второго поколения плодовой мушки. По-видимому, норма расхода аттрактантов при использовании их против первого и второго поколений плодовой мушки должна быть увеличена.

Изучалась возможность использования половых ловушек для стерилизации самцов яблонной плодовой мушки [3, 4]. В качестве привлекающего агента применялись половой синтетический аттрактант производства фирмы "Зоекон" (США) или девственные самки. При этом был использован 3%-ный и 4%-ный раствор стерилизующего агента диматифа. Опыты показали, что применение 3%-ных и 4%-ных растворов препарата обуславливает значительное снижение численности потомства (соответственно на 84 и 96%) после 15-минутного контакта самцов с обработанной поверхностью. Практически полное бесплодие самцов (97,9 и 100%) наблюдалось после контакта самцов с поверхностью, обработанной диматифом, в течение 30 и 60 мин [3, 4].

Однако для успешного применения половых синтетических аттрактантов необходимы различные препаративные их формы. Основным требованием к препаративным формам аттрактантов является стабильность эффекта определенной концентрации феромона в воздухе: эффективность препаратов не должна зависеть от температуры, влажности, скорости ветра и др. Препараты должны быть универсальны в применении.

**Использование электромагнитной энергии.** Наряду с этим во многих странах мира (Англия, Швейцария, Япония, США) активно разрабатываются методы на основе использования различных видов электромагнитной энергии в целях защиты растений. Это направление получило общее название "Электрофизические способы защиты растений".

Интерес представляет использование оптической части электромагнитных излучений для привлечения и последующего уничтожения насе-

комых вредителей, что связано с небольшими расходами и не загрязняет окружающую среду. Сущность этого метода заключается в непосредственном воздействии энергии оптического излучения на зрительные органы насекомых с целью их привлечения к источнику излучения.

Наиболее важным элементом электрооптических преобразователей является источник привлекающего излучения. Большинство авторов сходятся во мнении, что лампы типа ДРТ и ЛЭ обладают высокой эффективностью [5].

В работе [5] описана электросветоловушка с высоковольтным электропоражающим устройством. Установка состоит из металлического отражателя с колпаком внутри, которого установлен повышающий трансформатор. Вокруг лампы накаливания, мощностью 40...60 Вт, на изоляционном каркасе навита проволочная двойная спираль, концы которой подключены к высоковольтной трансформатора. Напряжения между соседними витками спирали около 1600 В. Насекомые, привлекаемые светом лампы, а также ароматическими приманками, летят на светильник и, касаясь телом разноименных электродов спирали, поражаются электрическим током. Пораженные насекомые падают в специальный мешок, подвешенный к нижней части изоляционного каркаса светильника [5].

Недостатком ловушек такого типа является их низкая надежность. Во время массового лета погибающие насекомые забивают отверстия спирали и снижают эффективность поражающего устройства, создавая большие токи кроме того, вредители, имеющие малые размеры тела (менее 6 мм), установкой не поражаются.

Электрофизические ловушки всасывающего типа лишены перечисленных недостатков. Примером установки такого типа является "Электросветоловушка с цветным освещением" [5]. В качестве поражающего устройства в ловушке применен вентилятор, засасывающий привлекаемых насекомых воздушным потоком в ячеистую сетку насекомосборника. По мнению разработчиков, привлекающая способность ловушки возрастает в зависимости от расцветок цветов при создании с помощью цветных фильтров отраженного света в саду, в поле плантации.

Недостатком электрофизической ловушки такой конструкции является низкая эффективность поражающего устройства, в значительной степени зависящая от скорости и направления лета насекомых.

Для защиты садов применяются мобильные агрегаты и автономные электрофизические ловушки. Мобильные агрегаты чаще всего конструируются на базе трактора, оснащенного электрическим генератором, питающим световые аттрактанты и поражающее устройство

установки. В отличие от стационарных ловушек, мобильный агрегат может проводить обработку во время движения. Применение самоходных установок снижает возникновение на обрабатываемой территории зон скопления насекомых, связанных с явлением "фотонаркоза" [5].

Арсенал электрофизических методов широк и включает применение и других физических факторов – температуры, электромагнитных излучений различных диапазонов, акустических сигналов и т.д. Экологическая чистота, селективность, быстроедействие, делает применение этих методов перспективными при организации защитных мероприятий. Однако недостаточная изученность процессов привлечения и уничтожения насекомых, а также высокие потенциальные возможности методов, обуславливают необходимость продолжения работ по исследованию и разработке установок и процессов электрофизических методов борьбы с насекомыми вредителями плодовых культур.

**Вывод.** На сегодняшний день с учетом развития современной биомагнитологии есть основание предполагать, что решение проблемы по управлению численностью насекомых вредителей в садах лежит в использовании информационных воздействий электромагнитного излучения на насекомых с целью ингибирующего эффекта. Это связано с тем, что по своей структуре электромагнитное поле в качестве физического фактора воздействия на биологические объекты обладают рядом положительных особенностей: энергосбережение, экологическая чистота, экономичность, техническая и структурная простота.

**Список литературы:** 1. *Васильев В.П.* Вредители плодовых культур / *Васильев В. П., Лившиц И. З.* – М.: Колос, 1984. – 399 с. 2. *Славгородская-Курпиева Л.Е.* Опыт применения интегрированной защиты садов различного типа от вредителей и болезней в южной части Украины / *Л.Е. Славгородская-Курпиева, Л.С. Жалнина, И.Н. Зубрик.* – К.: УСХА. – 1984. – 36 с. 3. *Резватова О.И.* Защита плодовых культур от вредителей и болезней в УССР. *Резватова О.И., Славгородская-Курпиева Л.Е.* – К.: УкрНИИТИ, 1979. – 60 с. 4. *Бондаренко Н.В.* Биологический метод борьбы с вредителями и болезнями растений. – М.: Знание, 1981. – 64 с. 5. *Кулик М.Е.* Применение светильников для обнаружения и уничтожения летающих сельскохозяйственных вредителей // Сб. НТИ по электрификации с.х. – М.: ВИНТИ, 1969. – Т. 11. – 58 с.

*Поступила в редколлегию 22.02.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Луников В.С.*

**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**, канд. техн. наук, научный сотрудник НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

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

## **СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РОБАСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ИНДИВИДУАЛЬНЫМИ ПРИВОДАМИ ПРОКАТНЫХ ВАЛКОВ С СИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ С УЧЕТОМ ИХ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ЧЕРЕЗ ПРОКАТЫВАЕМЫЙ МЕТАЛЛ**

Розроблено методику синтезу цифрового робастного 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. Наведено приклад динамічних характеристик синтезованої системи.

Разработана методика синтеза цифрового робастного 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. Приведен пример динамических характеристик синтезированной системы.

**Постановка проблемы.** 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. В работах [1-3] рассмотрены вопросы синтеза систем управления главными приводами для математических моделей в виде двух и трехмассовых электромеханических систем при непрерывном управлении. Все современные системы управления электроприводами строятся на цифровой элементной базе.

**Цель работы** – разработка методики синтеза цифрового робаст-



Примем математическую модель изменения момента двигателя в виде звена чистого запаздывания со временем запаздывания, равному периоду дискретности работы управляющего контроллера. Тогда разностные уравнения динамики, описывающие изменение моментов двигателей в двухканальной системе с отдельной нагрузкой, примут следующий вид:

$$\begin{aligned} M_{д1}(k+1) &= M_{з1}(k); \\ M_{д2}(k+1) &= M_{з2}(k). \end{aligned}$$

Введем вектор состояния этой дискретной системы в следующем виде:

$$\mathbf{r} = \left\{ \omega_{в1}, M_{y12}, \omega_p, M_{y11}, \omega_{д1}, M_{д1}, \omega_{в2}, M_{y2}, \omega_{д2}, M_{д2}, M_c \right\}^T.$$

Тогда с учетом введенных обозначений блоков матриц состояния и управления вспомогательной дискретной системы матрицы состояния, управления  $B$  по вектору задающих воздействий моментов двигателей и матрица возмущения  $F$  по моменту сопротивления разомкнутой системы примут следующий вид:

$$\dot{A} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline A_{11} & B_{11} & A_{12} & & A_{13} \\ \hline & & & & \\ \hline A_{21} & & A_{22} & B_{22} & A_{23} \\ \hline & & & & \\ \hline & & & & A_{33} \\ \hline \end{array}; \quad \dot{A} = \begin{array}{|c|c|} \hline & \\ \hline 1 & \\ \hline & \\ \hline & 1 \\ \hline & \\ \hline \end{array}; \quad F = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline B_{33} \\ \hline \end{array}.$$

Для реализации астатизма введем два цифровых интегратора, на вход которых подадим разности между заданными значениями скоростей вращения платформ и их фактическими значениями с учетом того, что скорость вращения второй платформы равна сумме скоростей вращения первой платформы и относительной скорости вращения второй платформы относительно первой платформы. При этом, разностные уравнения состояния, описывающие динамику этих цифровых интеграторов примут следующий вид:

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= z_1(k) - \omega_{д1}(k) + \omega_{з1}(k); \\ z_2(k+1) &= z_2(k) - \omega_{д2}(k) + \omega_{з2}(k). \end{aligned}$$

Введем вектор состояния замкнутой дискретной системы в следующем виде

$$\mathbf{r} X(t) = \left\{ \omega_{в1}, M_{y12}, \omega_p, M_{y11}, \omega_{д1}, M_{д1}, Z_1, \omega_{в2}, M_{y2}, \omega_{д2}, M_{д2}, Z_2, M_c \right\}^T.$$

Тогда матрицы состояния, управления и возмущения примут следующий вид:

$$A = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline A_{11} & B_{11} & & A_{12} & & A_{13} \\ \hline & & & & & \\ \hline -C_1 & & 1 & & & \\ \hline A_{21} & & & A_{22} & B_{22} & A_{23} \\ \hline & & & & 1 & \\ \hline & & & -C_2 & & 1 \\ \hline & & & & & A_{33} \\ \hline \end{array} \quad B = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline 1 \\ \hline \\ \hline \\ \hline 1 \\ \hline \\ \hline \end{array} \quad B_3 = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline 1 \\ \hline \\ \hline \\ \hline 1 \\ \hline \\ \hline \end{array} \quad F = \begin{array}{|c|} \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline B_{33} \\ \hline \end{array}$$

Здесь матрицы выхода по скорости вращения двигателя верхнего валка равна

$$C_1 = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline & & & & 1 \\ \hline \end{array},$$

а по скорости вращения двигателя нижнего валка равна

$$C_2 = \begin{array}{|c|c|c|} \hline & & 1 \\ \hline \end{array}.$$

Следует заметить, что при синтезе системы используется матрица управления  $B$ , когда компонентами вектора управления являются задания на регуляторы моментов первого и второго двигателя. После синтеза робастных регуляторов для исследования динамических характеристик синтезированной системы используется матрица управления  $B_3$ , у которой компонентами вектора управления являются задающие воздействия на регуляторы скорости вращения верхнего и нижнего валков. Для исследования динамических характеристик синтезированной системы по возмущающему воздействию используется матрица возмущения  $F$ , у которой возмущением является момент сопротивления.

Для нахождения цифрового робастного регулятора необходимо решить уравнение Риккати по управлению

$$X = \bar{C}^T \bar{J} \bar{C} + A^T X A - \bar{L}^T R^{-1} \bar{L},$$

где

$$\bar{R} = \bar{D}^T \bar{J} \bar{D} + B^T X B; \quad \bar{L} = \bar{D}^T \bar{J} \bar{C} + B^T X A;$$

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} C_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{D} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ I_l & 0 \end{bmatrix}; \quad \bar{J} = \begin{bmatrix} I_p & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I_l \end{bmatrix}.$$

Для нахождения цифрового робастного наблюдателя необходимо решить уравнение Риккати по наблюдению

$$Z_q = \underbrace{B} \underbrace{J} \underbrace{B}^T + \underbrace{A} \underbrace{Z} \underbrace{A}^T - \underbrace{L} \underbrace{R}^{-1} \underbrace{L}^T,$$

где

$$\hat{k} = \hat{D}\hat{J}\hat{D}^T + \hat{C}\hat{Z}\hat{C}^T; \quad \hat{L} = \hat{B}\hat{J}\hat{D}^T + \hat{A}\hat{Z}\hat{C}^T; \quad \hat{J} = \begin{bmatrix} I_l & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I_m \end{bmatrix}.$$

В этих выражениях  $\hat{A}$ ,  $\hat{B}$ ,  $\hat{C}$ ,  $\hat{D}$  реализация наблюдателя примет следующий вид

$$\begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ \hat{C} & \hat{D} \end{bmatrix} = \left[ \begin{array}{c|c|c} \frac{A+B_1R_d^{-1}L_d}{V_{12}R_3^{-1}(L_2-\hat{K}_2R_2^{-1}L_d)} & \frac{B_1V_{21}^{-1}}{V_{12}R_3^{-1}V_{21}^{-1}} & 0 \\ \hline C_2-D_{21}R_d^{-1}L_d & D_{21}V_{21}^{-1} & 0 \end{array} \right],$$

где

$$R_d = \hat{K}_1 - \hat{K}_2^T \hat{K}_3^{-1} \hat{K}_2; \quad L_d = \hat{L}_1 - \hat{K}_2^T \hat{K}_3^{-1} \hat{L}_2; \quad V_{12}^T V_{12} = \hat{K}_3; \\ V_{21}^T V_{21} = -\gamma^{-2} (\hat{K}_1 - \hat{K}_2^T \hat{K}_3^{-1} \hat{K}_2).$$

Тогда робастный регулятор и робастный наблюдатель представляет собой робастный компенсатор, входом которого является измеряемый вектор исходной системы  $\hat{y}(k)$ , а выходом является вектор управления исходной системы  $\hat{u}(k)$ . Робастный компенсатор с матрицами  $A_p$ ,  $B_p$ ,  $C_p$  описывается следующим уравнением состояния:

$$\hat{x}_p(k+1) = A_p \hat{x}_p(k) + B_p \hat{y}(k); \\ \hat{u}(k) = C_p \hat{x}_p(k) + D_p \hat{y}(k),$$

где

$$A_p = \hat{A} - B_2 V_{12}^{-1} \hat{C}_1 + B_2 V_{12}^{-1} \hat{K}_2 \hat{K}_3^{-1} \hat{C}_2 - \hat{L}_2 \hat{K}_3^{-1} \hat{C}_2; \\ B_p = -B_2 V_{12}^{-1} \hat{K}_2 \hat{K}_3^{-1} + \hat{L}_2 \hat{K}_3^{-1}; \\ C_c = -V_{12}^{-1} \hat{C}_1 + V_{12}^{-1} \hat{K}_2 \hat{K}_3^{-1} \hat{C}_2; \quad D_p = -V_{12}^{-1} \hat{K}_2 \hat{K}_3^{-1}; \\ \hat{R} = \begin{bmatrix} \hat{K}_1 & \hat{K}_2 \\ \hat{K}_2^T & \hat{K}_3 \end{bmatrix}; \quad \hat{L} = \begin{bmatrix} \hat{L}_1 & \hat{L}_2 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \tilde{R}_{\delta 1} & \tilde{R}_{\delta 2} \\ \tilde{R}_{\delta 2}^T & \tilde{R}_{\delta 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma^2 I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}.$$

**Результаты моделирования.** Рассмотрим переходные процессы в системе, замкнутой синтезированными цифровыми робастными регуляторами. Для сравнения полученных результатов рассмотрим переходные процессы в системе для двух значений коэффициентов взаимосвязи между валками. Подадим на входы каналов единичные ступенчатые сигналы, приложим также возмущение и не будем учитывать влияние каналов друг на друга.

В качестве примера на рис. 1 показаны переходные процессы пе-

ременных состояния: а) скорости вращения верхнего валка  $\omega_{B1}$ ; б) момента упругости в тихоходном валу  $M_{y12}$ ; в) скорости вращения редуктора  $\omega_p$ ; г) момента упругости в быстроходном валу верхнего валка  $M_{y11}$ ; д) скорости вращения двигателя верхнего валка  $\omega_{d1}$ ; е) момента двигателя верхнего валка  $M_{d1}$  в цифровой системе с робастным регулятором при симметричной прокатке для двух значений коэффициентов взаимосвязи:  $K=1e6$  – сплошная линия и  $K=0$  – пунктирная линия.

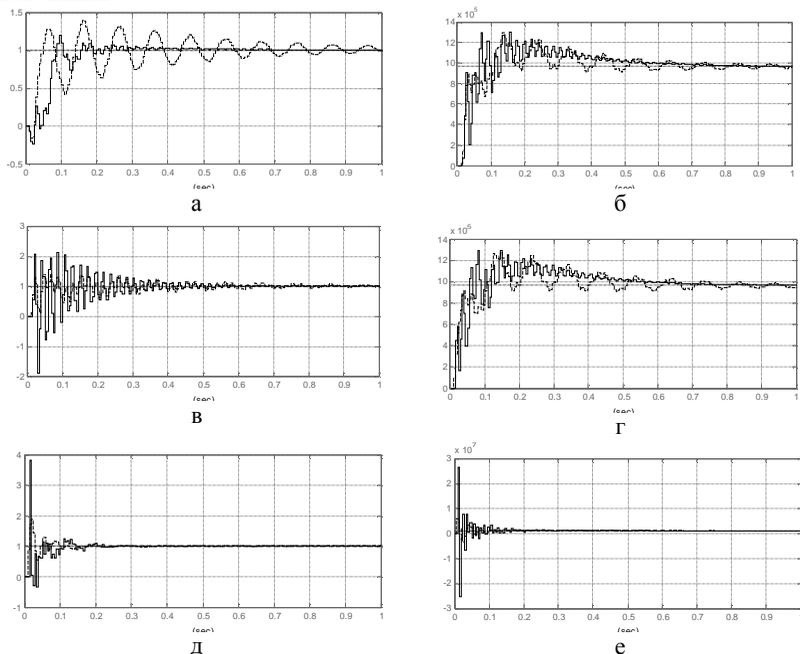


Рис. 1. Переходные процессы в цифровой системе с робастным регулятором.

На рис. 2 показаны переходные процессы: а) скорости вращения нижнего валка  $\omega_{B2}$ ; б) момента упругости вала нижнего валка  $M_{y2}$ ; в) скорости вращения двигателя нижнего валка  $\omega_{d2}$ ; г) момента двигателя нижнего валка  $M_{d2}$  в цифровой системе с робастным регулятором при симметричной прокатке для двух значений коэффициентов взаимосвязи:  $K=1e6$  – сплошная линия и  $K=0$  – пунктирная линия.

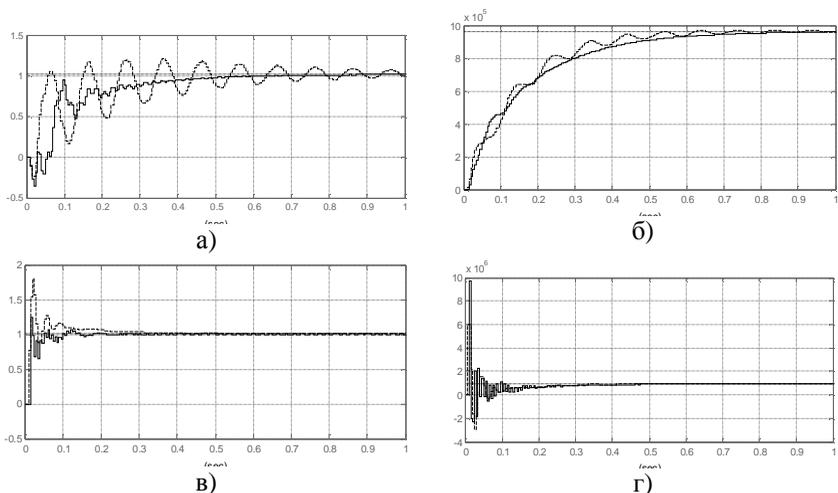


Рис. 2. Переходные процессы в цифровой системе с робастным регулятором.

Как видно из этих рисунков, с увеличением взаимной связи между каналами увеличивается демпфирование переходных процессов в системе.

**Выводы.** Разработана методика синтеза цифрового робастного управления скоростями вращения верхнего и нижнего валков прокатного стана с учетом взаимного влияния валков друг на друга через прокатываемый металл. Система является двухканальной, так как имеет два задающих воздействия по скорости вращения верхнего и нижнего валков. Эти два задающих воздействия могут быть различны, что соответствует режиму асимметричной прокатки. Если взаимосвязь через прокатываемый металл разрывается, что имеет место в режиме буксования валков, то приводы верхнего и нижнего валков работают автономно, и их переходные процессы соответствуют переходным процессам в автономных каналах регулирования скорости.

В режиме нормальной прокатки в системе имеется взаимное влияние каналов друг на друга через прокатываемый металл. 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.

**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 / Вестник Национального технического университета "ХПИ". – Харьков: НТУ "ХПИ", 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., докторант 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 25.03.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Луников В.С.*

**В.М. МИХАЙЛЮК**, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков  
**В.В. СЕБКО**, д-р техн. наук, доц., НТУ "ХПИ", Харьков  
**В.П. ШАПОРЕВ**, д-р техн. наук, проф., зав. каф. ХТПЭ,  
НТУ "ХПИ", Харьков

## **ОДНА ИЗ ВОЗМОЖНЫХ КОНСТРУКЦИЙ РЕАКТОРА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕССА ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ПИРОЛИЗА ОРГАНИЧЕСКИХ ОТХОДОВ И РЕАКТОРНАЯ СХЕМА НА ЕГО ОСНОВЕ**

Выполнен анализ возможности применения реактора с фильтрующим слоем для проведения процесса высокоскоростного пиролиза гранулированных отходов ТБО. Установлена зависимость конструктивных размеров реакторной установки, гидротехнических характеристик и условий переноса тепла в реакторе от размеров гранул, угла раскрытия корпусной части реактора и кинетических характеристик процесса. Предложены принципиальная схема реактора и принципиальная схема реакторной установки.

Виконано аналіз можливості застосування ректора з фільтруючим шаром задля проведення процесу високошвидкісного піролізу гранульованих відходів ТБО. Встановлена залежність конструктивних розмірів реакторного пристрою, гідротехнічних характеристик та умов перенесення тепла у ректорі від розмірів гранул, кута розкриття корпусної частини реактора та кінетичних характеристик процесу. Запропонована принципіальна схема ректора та принципіальна схема реакторного пристрою.

**Введение.** Применение метода высокоскоростного пиролиза для обезвреживания твердых бытовых отходов, осадков сточных вод и для переработки биомассы считается перспективным направлением [1-5]. В известных публикациях [1-5] рассматриваются особенности процесса высокоскоростного пиролиза, приводятся преимущества последнего по сравнению с традиционным пиролизом и др. Однако, как известно, для реализации любого химико-технологического процесса необходимо осуществление нескольких последовательных операций в конкретных условиях. Очевидно, что для конкретно рассматриваемого процесса основным устройством является реактор для проведения высокоскоростного пиролиза. В предыдущем сообщении [6] нами рассмотрены основные закономерности условий теплопереноса и скоростного нагрева ( $V_n = 10^3 \div 10^5$  град/с) гранулированных хвостов сортировки ТБО до температуры пиролиза.

В результате анализа данных работы [6] было предложено использовать реакторы фильтрующего слоя для реализации процесса. Однако, для разработки конструкции реактора и определения режимов его эксплуатации необходимы данные о модели движения материала в реакторе, гидравлическом сопротивлении движущегося слоя при фильтрации через него газа и кинетике деструкции органических соединений при определенных температурах и давлениях газа.

**Цель работы** – обоснование конструкции реактора пиролиза и реакторной схемы процесса.

**Предполагаемая конструкция реактора.** Принципиальная схема реактора с движущимся потоком газа поперек движущегося слоя гранулята представлена на рис. 1.

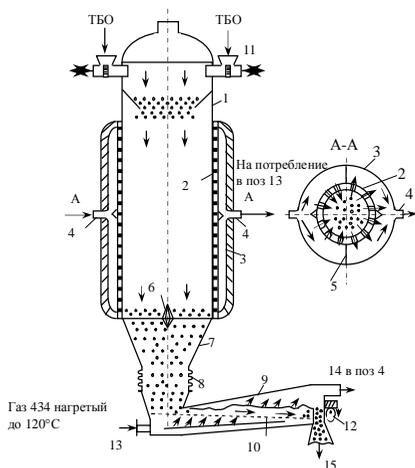


Рис. 1. Схема реактора с движущимся потоком газа поперек слоя потока гранулята и после реактора псевдооживленным слоем на лотке.

Согласно рис. 1 реактор состоит из корпуса шахтного типа и соединенным с лотковым корпусом. Шахтный реактор содержит цилиндрический корпус (1), имеющий перфорацию в виде шпальтового сита (2), коническую часть (7) на выходе из реактора, наружный корпус реактора в зоне перфорации (3), который теплоизолирован, и имеет сплошную непроницаемую перегородку между наружным корпусом и корпусом, имеющим перфорацию (5), штуцеры ввода и вывода газа (4). Коническая часть (7) шахтного реактора (имеющая конус (6) для ликвидации образования мостиков на выходе), посредством компенсатора (8) соединена с вибрлотком (9), вибрация которого осуществляется посредством механизма (12). Внутри корпуса (9) установлена сплошная перегородка в виде перфорированного сита (10). Вибрлоток (9) имеет штуцера ввода – вывода газа (13), (14) и горловину (15) для выгрузки коксового остатка и золы. В реакторную установку гранулят загружается посредством устройств (11). В рассматриваемом случае гранулят (хвосты сортировки ТБО) представляет собой гранулы диаметром 40 мм (0,04 м) и длиной 60 мм (0,06 м). Гранулы получены в реакторе-смесителе типа СН при давлении прес-

сования 10 МПа, влажность гранул 15%, зольность (А) – 25-30%, содержание летучих (V) на сухую беззольную массу 68,8 – 71,2%, теплота сгорания (Q) на сухую массу 6,2-7,2 МДж/кг. В реакторной установке в шахтной части осуществляется гравитационное течение гранулята фактически в узком вертикальном цилиндрическом бункере с конусообразной разгрузочной частью.

При реализации процесса пиролиза необходимо, чтобы в шахтной части осуществлялось равномерное истечение материала с определенной скоростью, что обеспечит необходимое время контакта с горячим газом.

При перегрузки в лоток гранулят должен поступать сплошным неразрывным потоком (стержневым потоком), который изолирует шахтную камеру от камерного пространства лотка. Для осуществления такого характера движения материала необходимо установить четкое соотношение между размерами поперечной величины шахтной части реактора и размером гранулята, а также углом полураствора конусной части реактора. Кроме этого необходимо определить величину потери напора газа, фильтрующегося через движущийся стержневой поток, которая определяет величину скорости фильтрации газа через слой, не изменяя при этом характер движения материала.

Гравитационное течение сыпучего крупнокускового материала в узком вертикальном цилиндрическом бункере с конусообразной разгрузочной частью достаточно полно исследовано в ряде современных работ [7-9]. В этих работах проведено численные моделирования движения сыпучего материала в реакторе шахтного типа с использованием метода дискретных элементов, при этом размеры гранул соответствовали размерам, задаваемым в наших условиях, а плотность материала в гранулах близки. Полученные результаты в работах [7-9] имеют высокую достоверность, поэтому для предварительной оценки соотношений размера реактора (рис. 1) были использованы результаты работ [7-9]. Согласно конструкции реактора (рис. 1) можно утверждать, что будет наблюдаться течение материала в стесненных условиях с возможным блокированием течения на выходе из конуса (7). То есть, будет наблюдаться пульсирующий характер течения, при чем амплитуда колебаний может достигать до 50% от среднего значения силы (массы частиц) [9]. Чтобы избежать этого явления в работах [7, 8] установлено, что выходное отверстие конуса (7) (рис. 1) должно иметь диаметр равный не менее трем диаметрам гранулы, а угол раскрытия конуса  $\theta$  должен быть менее  $30^\circ$ . При этом для гарантии обеспечения режима движения, при котором не образуются мостиковые образования, приводящие к блокированию потока, целесообразно на переходном сечении между цилиндром и конусом установить разделяющий конус (5) с расстоянием между цилиндром и наибольшим поперечным

размером конуса (5) не менее двух диаметров гранулы [7-9]. Таким образом, при заданных высоте цилиндрической части реактора  $H$  и диаметре  $D$ , который согласно [9] должен быть не менее 6-7 диаметров гранулы ( $d_0$ ) отверстие  $d_b$  выгрузной части конуса (7) (рис. 1) должно быть  $(3\div 4)d_0$ , а высота конусной части, обеспечивающая угол раскрытия менее  $30^\circ$ , должна быть  $\sim(5\div 6)d_b$ . При создании установки (рис. 1) полная высота цилиндрической части реактора при  $D = 0,5$  м выбрали из условия создания необходимой массы частиц, обеспечивающей гравитационное течение ( $H_{я} = 7$  м) и обеспечения пространства над верхним слоем для равномерной периодической загрузки гранул при уменьшении  $H_{сл}$  на величину  $\Delta H_{сл}$  равную  $0,6\div 0,7$  м. Таким образом, достигалось поддержание относительно постоянной величины  $H_{сл}$ . При указанных размерах реактора и гранул в цилиндрической части реактора (рис. 1) нами наблюдалась максимальная скорость движения гранул  $V_z$  в пределах от 0,08 до 0,15 м/с. Эти результаты согласуются с результатами работ [7-9] для угла раскрытия конуса  $30^\circ$ . Первое значение  $V_z = 0,08$  м/с согласно [7-9] более характерно для движения гранул, когда существенная сила трения гранул о стенки реактора, второе значение характерно для случая, когда отсутствует трение гранул о стенки реактора (пренебрежено мало).

Таким образом, цилиндрическая часть реактора представляет собой сосуд (1) с перфорацией на части сосуда (2), в перфорированной части реактора находится основная масса обрабатываемого гранулята. Газосырьевая смесь поступает через ввод (4) в полукольцевой зазор между наружным корпусом цилиндрической частью (3) и перфорированной частью (2) проходит в радиальном направлении через слой движущегося гранулята, а затем через штуцер (4) в поз. 13.

Кроме вышеотмеченных особенностей диаметр реактора  $D$  должен быть по величине таким, чтобы перепад давления  $\Delta\pi_{сл}$  в слое гранулята не превышал допустимого значения  $[\Delta\pi_{сл}]$ , при котором не нарушается характер движения гранулята, а происходит только фильтрование газа через слой. Согласно [10] для аналогичных конструкций расчет  $\Delta\pi_{сл}$  можно выполнить по формуле:

$$\frac{\Delta\pi_{сл}}{H_1} = \frac{255(1-\lambda)^{1,35}}{\lambda^{0,29}} \frac{\omega^2 \rho_{см}}{d_3} \left( \frac{v_{см}}{d_3 \omega} \right)^{0,35}, \quad (1)$$

где  $\Delta\pi_{н\bar{e}}/H_1$  – потери напора на 1 м толщины в реакторе, Па/м;  $\lambda$  – порозность слоя;  $\omega$  – скорость фильтрования, м/с;  $\rho_{см}$  – плотность газа, кг/м<sup>3</sup>;  $v_{см}$  – кинематическая вязкость, м<sup>2</sup>/с;  $d_3$  – эквивалентный диаметр частиц (гранул), м.

Порозность слоя при допущении упорядоченного расположения

гранул в стержневом потоке равна [10]:

$$\lambda = V_{\text{ш}} / V_{\text{эоа}}, \quad (2)$$

где  $V_{\text{ш}}$  – объем шара, эквивалентный объему гранулы цилиндрической формы,  $\text{м}^3$ ;  $V_{\text{куб}}$  – объем куба, описанного вокруг шара,  $\text{м}^3$ ;

$$V_{\text{ш}} = \frac{\pi d_{\text{г}}^2}{4} h, \quad d_{\text{г}} - \text{диаметр гранулы, м; } h - \text{высота гранулы, м;}$$

$$d_{\text{г}} = \sqrt[3]{6V_{\text{ш}} / \pi}. \quad (3)$$

Скорость радиального фильтрования газовой смеси будет [10]:

$$\omega = V_{\text{н}} \hat{a} \hat{e} / F_{\text{с}}, \quad (4)$$

где  $V_{\text{сек}}$  – объем газов, проходящих через свободное сечение реактора,

$$\text{м}^3/\text{с}; F_{\text{с}} - \text{площадь свободного сечения сита, м}^2; F_{\text{с}} = \frac{1}{2} \pi D H_{\text{сл}}, \text{ где } H_{\text{сл}}$$

– высота перфорированной части, м.

Величину  $V_{\text{сек}}$  найдем из формулы [11]:

$$V_{\text{сек}} = \frac{22,4GT_{\text{ср}} 0,1 \cdot 10^6 z}{3600M_{\text{ср}} 273\pi_{\text{ср}}}, \quad (5)$$

где  $G$  – количество газовой смеси в реакторе, кг;  $T_{\text{ср}}$  – средняя температура газа, К;  $M_{\text{ср}}$  – средняя молекулярная масса газовой смеси;  $\pi_{\text{ср}}$  – среднее давление газа в реакторе, Па;

$$T_{\text{ср}} = \frac{T_{\text{вх}} + T_{\text{вых}}}{2}, \text{ К.}$$

Используя экспериментальные данные, полученные нами ранее при исследовании процесса высокотемпературного пиролиза ТБО, [12], а также результаты работы [6] для обеспечения нагрева гранул со скоростью  $V_{\text{н}} = 10^3$  град/с до температуры взрывного кипения  $T_1 = 400^\circ\text{C}$  за время прохождения стержневого потока материала через шахтную часть необходима температура, фильтрующихся реакционных газов  $T_2 \approx 1100^\circ\text{C}$ .

При этом согласно [6, 12] приблизительный состав реакционных газов, подаваемых в шахтную часть реактора после прохождения лотка (9) в пересчете на сухой газ может быть оценен % масс –  $\text{H}_2 - 43,0$ ;  $\text{CH}_4 - 13,58$ ;  $\text{C}_2\text{H}_4 - 20$ ;  $\text{CO}_2 - 3,0$ . По объему это составляет  $\sim 68,4\%$  – остальное в газе  $\text{H}_2\text{O}$ . Удельная масса –  $0,75 \text{ кг/м}^3$ , удельная теплоемкость  $2,095 \text{ кДж/кг}$ . Такой состав газа можно обосновать тем, что на вибрлотке происходит полная деструкция гранулированных хвостов на предельные и непредельные углеводороды с образованием твердого

остатка в виде кокса. А сам кокс (основной углерод) разлагается на последующей стадии (на рис. 1 не показано) газами, выходящими из цилиндрической части реактора предварительно нагретыми до 1600-1700°C в теплообменнике, с образованием водяного газа, который и подается в штуцер (13) лотка (9). При этом температура твердой части (коксового остатка) составляет 1300°C.

По аналогии с [13] будем считать, что среднее рабочее давление в реакторе  $\pi_{\text{ср}}$  равно 0,375 МПа, проведены материальные и тепловые расчеты для выше принятых условий [6] было определено, что для шахтной части  $V_{\text{сек}} = 0,1$  м<sup>3</sup>/с,  $\omega = 0,02$  м/с. Для лотковой части, где движущийся слой не превышает по толщине 0,1 м при том же  $V_{\text{сек}}$  значение  $\omega \approx 0,05$  м/с. Потери напора в шахтной части реактора составят  $\Delta\pi \approx 0,005$  МПа/м, а в слое материала  $\Delta\pi_{\text{сл}} \approx 0,0040$  МПа. Таким образом  $\Delta\pi > \Delta\pi_{\text{сл}}$ , следовательно выбранные конструктивные размеры реактора отвечают поставленным требованиям.

Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что конструктивные размеры реактора фильтрующего слоя, его гидродинамические характеристики и условия переноса тепла в слое материала определяются размерами гранул исходного материала, поступающего в реактор. Очевидно, для каждого размера гранул, который существенно изменяет порозность слоя  $\lambda$  (ф-ла 2) в пределах не менее 20% от зафиксированного, существуют минимально допустимые соотношения между размером гранулы и размерами шахтной части реактора. Эти соотношения наряду с заданными скоростью нагрева гранул ( $V_{\text{н}}$ ) до требуемой температуры ( $T$ ) и температурой газа фильтрующегося через слой ( $T_{\text{г}}$ ) будут определять расход реакционного газа ( $V_{\text{сек}}$ ), скорость его фильтрования через слой ( $\omega$ ), сопротивление слоя ( $\Delta\pi_{\text{сл}}$ ), величину давления в реакторе ( $\pi$ ) и т.п.

Скорость течения материала (гранул)  $V_z$  должна коррелироваться со скоростью деструкции  $k_i$  органики в той или иной зоне реактора. При этом, как следует из [7-9], величина  $V_z$  является функцией угла раскрытия конуса  $\theta$  и скорости вращения кулачка  $n$  поз. 12 (рис. 1). При условии постоянства  $n - \text{const}$   $V_z$  зависит только от  $\theta$ .

Таким образом, при заданных  $V_{\text{н}}$  и  $T_{\text{г}}$  конструкция реактора фильтрующего слоя, его размеры и гидродинамические характеристики определяются в основном размером гранул, поступающих в реактор ( $d_0$ ), величиной угла раскрытия конуса ( $\theta$ ) и высоты слоя в реакторе ( $H_{\text{сл}}$ ), а также константой скорости ( $k_i$ ) химических реакций, протекающих в той или иной зоне.

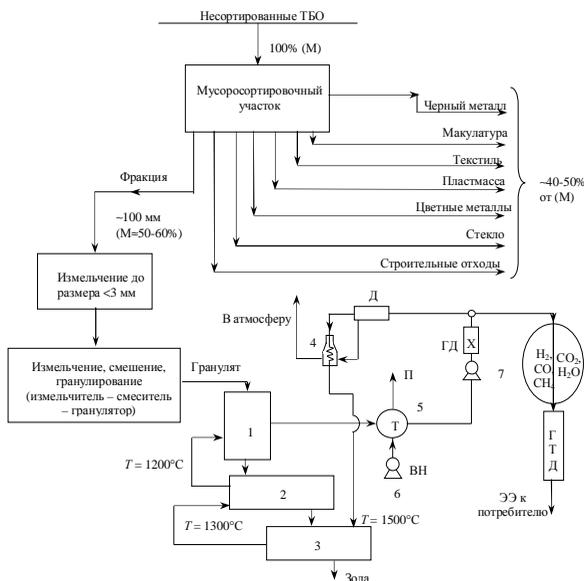


Рис. 2. Принципиальная технологическая схема переработки несортированных ТБО методом высокоскоростного пиролиза:

Обозначения: 1 – шахтная часть реактора; 2 – лотковая часть реактора; 3 – тарельчатая печь конверсии коксового остатка; 4 – трубчатая печь для подогрева газа; 5 – трубчатый теплообменник; 6 – водяной насос; 7 – газодувка; X – ресивер; ГТД – газотурбинный двигатель; ЭЭ – электроэнергия; М- масса отходов; Д – дроссель, П – водяной пар.

### Выводы.

1. Предложена конструкция реакторной установки для осуществления процесса высокоскоростного пиролиза в фильтрующемся слое.
2. Установлена зависимость конструктивных размеров реакторной установки, гидротехнических характеристик и условий переноса тепла в реакторе от размеров гранул, поступающих в реактор, угла раскрытия конусной части реактора и кинетических характеристик процесса.
3. Предложена принципиальная техническая схема реакторной установки, предусматривающая полный цикл переработки ТБО методом высокотемпературного пиролиза.

Исходя из выше изложенного, процесс подготовки органических отходов перед подачей их в реактор (гомогенизация, гранулирование) будет оказывать существенное влияние на выбор типа реактора для реализации высокоскоростного пиролиза и возможность его осуществления. Для конкретно рассматриваемого случая реакторная схема установки высокоскоростного пиролиза может быть представлена в следующем виде [14] рис. 2.

**Список литературы:** 1. *Шанорев В.П., Жабер М.А., Кансо В.А., Шанорев П.В.* Методы, технологии и концепции утилизации твердых бытовых отходов (ТБО) и осадков сточных вод (ОСВ), образуемых при биологической очистке // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2005. – №14. – С. 3-30. 2. *Товажнянский Л.Л., Левченко Б.А.* Проблемы энергетики на рубеже XXI столетия – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2004. – 173 с. 3. *Товажнянский Л.Л., Левченко Б.О.* Паливно-энергетичний комплекс. Стратегія розвитку – Харків: НТУ "ХПІ". – 2009. – 399 с. 4. *Ваништейн Э.Ф.* Высокоскоростной пиролиз – стадия процессов переработки отходов // Экология промышленного производства. – 2007. – Вып. 4. – С. 28-32. 5. *Ваништейн Э.Ф.* Переработка органических полезных ископаемых и биомассы путем высокоскоростного подвода энергии // Экология промышленного производства. – 2007. – № 1. – С. 33-39. 6. *Михайлюк В.М., Себко В.В., Шанорев В.П.* О возможности переработки органических твердых отходов методом высокоскоростного пиролиза // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – Харьков: Технологический центр. – 2010. – № 6/6 (48). – С. 27-32. 7. *Cleary P.W., Sawley M.L.* Three-dimensional modeling of industrial granular flows // Proc. 2-nd Int. Conf. on cfd in the Minerals and Process Industries. CSIRO, Melbourne, 1999. 8. *Дорофеев С.О.* Численное моделирование сыпучего материала в реакторе шахтного типа // Теорет. основы химической технологии. – 2007. – Т. 41. – №2. – С. 205-212. 9. *Дорофеев С.О.* Численное моделирование бидисперсного сыпучего материала в реакторе шахтного типа // Теоретические основы химической технологии. – 2007. – Т. 41. – №6. – С. 625-629. 10. *А.А. Кузнецов С.М., Кагерманов Е.Н., Судаков.* Расчеты процессов и аппаратов нефтеперерабатывающей промышленности. – Л.: Химия, 1974. – 338 с. 11. *Адельсон С.В.* Процессы и аппараты нефтепереработки и нефтехимии. – М.: Гостоптехиздат. – 1963. – 310 с. 12. *Сметанюк Е.К., Боглаенко Д.Б., Шанорев В.П.* Реакторная система переработки твердых бытовых отходов на основе методы сухого высокотемпературного пиролиза и особенности протекания процесса в газификаторе // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2006. – №43. – С. 3-22. 13. *Сметанюк Е.К., Лопухина О.А., Шанорев В.П.* Исследование процесса высокотемпературного пиролиза отходов содержащих органику // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2006. – №27. – С. 138-150. 14. *Адамчук Б.И., Боглаенко Д.Б., Зинченко М.Г., Шанорев В.П.* Усовершенствование процесса переработки твердых бытовых отходов на санитарных полигонах // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2006. – №13. – С. 44-54.

*Поступила в редколлегию 25.02.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Лутиков В.С.*

*А.Н. МОРОЗ*, канд. техн. наук, доц., ХНТУСХ им. Петра Василенка, Харьков

*А.Д. ЧЕРЕНКОВ*, д-р техн. наук, проф., ХНТУСХ им. Петра Василенка, Харьков

## **АНАЛИЗ СПОСОБОВ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ШЕРСТНОГО ЖИРА ИЗ СТОЧНЫХ ВОД ФАБРИК ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ШЕРСТИ**

На підставі аналізу існуючих способів вилучення вовняного жиру з промивних вод, пропонується технологічна схема яка підвищує ефективність вилучення жиру без погіршення фізико-хімічних властивостей вовни.

На основании анализа существующих способов извлечения шерстного жира из промывных вод, предлагается технологическая схема повышающая эффективность извлечения жира без ухудшения физико-химических свойств шерсти.

**Введение.** В процессе промывки шерсти образуются высококонцентрированные сточные воды, представляющие собой мутную легко загнивающую щелочную жидкость, содержащие сухой остаток 35...75 г/л и шерстный жир. Содержание шерстного жира в сточных водах в значительной степени зависит содержания жира на волокнах шерсти и может изменяться от 6,4 до 16% [1, 2]. Одним из главных вопросов первичной обработки шерсти (ПОШ) является извлечение шерстного жира, как для очистки сточных вод, так и вследствие его ценных качеств. Шерстный жир обладает высокой эмульгирующей способностью, стабильностью и отсутствием тенденции к окислению, а также хорошей смешиваемостью с другими маслами и жирами. Уникальностью шерстного жира является его способность удерживать до 300% воды без потери мажеобразной консистенции. Благодаря этим свойствам очищенный шерстный жир (ланолин) и продукты его переработки широко используются в парфюмерно-косметическом производстве и фармакологии в качестве основы целебных мазей. Потребность промышленности в шерстном жире постоянно возрастает, поэтому максимальное извлечение его из моченых растворов фабрик ПОШ является выгодным с экономической точки зрения и защиты окружающей среды.

**Цель, задание исследования.** К основным способам извлечения шерстного жира из сточных вод от промывки шерсти относятся химические и физико-механические. При химических способах моющие растворы могут обрабатываться кислотой, хлорной известью, хлористым

кальцием, бентонитом или гексаном. Полнота извлечения жира при этом может достигать 90%, но он засорен примесями, моющими средствами, имеет повышенную кислотность (до 30%) и темный цвет [3].

В основе физико-механических способов лежат процессы обработки моющих растворов воздухом или в центробежном поле. Наиболее распространены из них являются сепараторный и флотационно-сепараторный способы [4]. При сепараторном способе моечный раствор после подогрева поступает в первичный сепаратор, после которого полученный концентрат снова подогревается и поступает во вторичный сепаратор. Эффективность процесса сепарации составляет 30...60% и зависит от многих факторов, но основным фактором является концентрация жира в исходном растворе. Этот метод обеспечивает получение качественного жира, который имеет светлую окраску и кислотность не более 3%. Однако полнота извлечения жира при этом составляет около 60% [5].

**Основной текст.** При использовании кислотного способа сточные воды фабрик ПОШ обрабатываются серной кислотой. В результате жир и загрязнения частично всплывают в виде пены, а частично в виде осадка выпадают на дно. При этом образуется осадок до 15% от объема обрабатываемой воды. Отстоявшуюся жидкость сливают, а пену и осадок обрабатывают в автоклавах при температуре до 100°C и давлении 196,1кПа. Обработанная таким образом смесь пены и осадка направляется в обогреваемые фильтры прессы. Отжатая масса окончательно рафинируется в последующих автоклавах. При использовании кислотного метода возможно извлечение 50-60% шерстного жира от его содержания в сточных водах. Расход серной кислоты для перевода шерстного жира в пену и осадок в среднем составляет 5кг на 1м<sup>3</sup> сточных вод. Отработанную сточную воду с pH = 3,5 перед сбросом в канализацию подвергают нейтрализации, что вызывает дополнительные затраты.

При очистке шерсти органическими растворителями по способу "Совер" [6] немытая шерсть, находящаяся на движущейся ленте, орошается растворителями в последовательности: гексан – водный раствор спирта – гексан. Отработанные растворители направляются в общий декантатор, где смесь разделяется на две фазы – мисцеллу (раствор жира в гексане) и водно-спиртовой раствор компонентов жиропота, растворимых в полярных растворителях. Каждая фракция направляется на дальнейшую обработку по отдельной линии. Водно-спиртовой раствор подается на дистилляцию, мисцела шерстного жира подвергается очистке с целью получения ланолина. Практика применения способа "Совер" показала, что процессы разделения смеси отработанных растворителей, рафинации мисцеллы жира и дистилляции спирта связаны с затруднением из-за образования эмульсии. При этом

остаточное содержание органических примесей жиропота в мытой шерсти превышает предусмотренные стандартом нормы.

При осадочно-экстракционном способе сточные воды от промывки шерсти без предварительного отстаивания обрабатывают хлористым кальцием и известью. Коагуляция сточных вод осуществляется при расходе 5-10кг/м<sup>3</sup> хлористого кальция и 10-20кг/м<sup>3</sup> извести. Полученный осадок или весь объем сточных вод после коагуляции направляется на фильтр-пресс. После обработки концентрата растворителями получают 80-95% шерстного жира от его содержания в исходных сточных водах. Однако этот метод трудоемок, поэтому он не нашел применения в промышленном производстве.

При экстракционном способе извлечение шерстного жира производится экстракцией из всего объема сточных вод. При этом происходит перемешивание двух жидких фаз (сточной воды и экстрагента) для создания между ними большой поверхности соприкосновения, на которой осуществляется диффузия экстрагируемого жира. Полученные в сосуде испарителя пары бензина направляются в экстрактор со сточной водой, где они проходят через сточные воды и растворяют жир. Полученный на поверхности слой, содержащий загрязнение и жир, направляется на фильтр-прессы. Экстракционным методом можно извлечь до 90% шерстного жира. Однако этот способ огнеопасен, требует много высококачественного бензина и пара, и поэтому он не нашел промышленного применения.

При сепарационном методе применяется сепаратор центробежного типа. Основной рабочей частью сепаратора является барабан с частотой вращения 5900...6000 об/мин. Внутри барабана размещена система конических тарелок, разделяющих сточную воду на отдельные тонкие струи. В тарелках имеется ряд отверстий, образующие вертикальные каналы, из которых вода растекается в межтарелочные зазоры, где под действием центробежной силы выделяется шерстный жир.

Перед поступлением на сепарацию сточные воды от переработки шерсти должны направляться на шерстоулавливатели и в отстойники или гидроциклоны для выделения шерсти и механических примесей в специальных резервуарах. Раствор должен подогреваться до температуры 90-95°C и только после этого направляться на сепараторы для отделения шерстного жира. При этом методе выход шерстного жира составляет 40-50% от его количества в сточной воде. Однако с учетом потерь жира при отстаивании, а также с учетом того, что на сепарацию в цех жиродобычи принимаются сточные воды только с повышенным содержанием жира (12 кг/м<sup>3</sup> и более), в действительности выход шерстного жира при сепарации составляет только 20-25% от его содержания в сточных водах от промывки шерсти. На подогрев сточных вод

расходуется от 12 до 18 т пара на 1 т жира, а расход электроэнергии составляет в среднем 5 кВт·ч на 1м<sup>3</sup> сточных вод.

Основными недостатками сепарационного метода являются следующие факторы: извлечение шерстного жира возможно только из сточных вод с повышенным содержанием жира; большой расход тепла на подогрев сточных вод, поступающих в цех жиродобычи; низкий процент извлечения жира сепаратором из-за конструктивных особенностей; необходимость создания накопителей отработанных сточных вод.

При флотационно-сепарационном способе применение флотации моющих растворов значительно повышает концентрацию жира и снижает содержание минеральных примесей, эффективность сепарирования повышается при этом на 5-10%. Однако на стадии флотации извлечение жира составляет 70-75% от его количества, содержащегося в моющих растворах. Поэтому суммарная эффективность флотационно-сепарационного способа равноценна извлечению жира прямым сепарированием моющего раствора. Таким образом, потери жира при сепарационном и флотационно-сепарационном способах одинаковые.

Вследствие перечисленных факторов основным способом получения шерстного жира на существующих фабриках ПОШ является центрифугирование моющих растворов.

Основным требованием, предъявляемым к современным устройствам извлечения жира при ПОШ, является высокая эффективность, извлечения шерстного жира при высокой производительности и качестве промытого волокна.

Для извлечения шерстного жира из моечных водных растворов предлагается технологическая схема, в которой за счет введения новых элементов и связей между ними обеспечивается увеличение эффективности получения шерстного жира на единицу массы промытого волокна, что способствует повышению производительности технологического оборудования без ухудшения физико-химических свойств шерсти.

Технологическая схема содержит экстрактор непрерывного действия с разделением эмульсии загрязненная вода–экстракт, пленочный испаритель для выделения технического ланолина и возвращения экстрагента в замкнутый цикл. За счет этого достигается повышение эффективности выделения шерстного жира вследствие противоточного движения двух жидких фаз в экстракторе и сохранение физико-химических свойств промытого волокна, так как извлечение шерстного жира происходит из шерстомоечных вод, т.е. экстрагент не вступает в контакт с волокном, что позволяет устранить основной недостаток – низкую эффективность извлечения шерстного жира и ухудшение физико-химических свойств волокна.

К числу дополнительных преимуществ, предлагаемой технологи-

ческой схемы, следует отнести малые габариты, автоматизацию процесса, уменьшение степени загрязнения сточных вод, благодаря очистке мощного раствора от жира в процессе экстракции, что облегчает его дальнейшую очистку от загрязнений и позволяет повторно использовать воду в составе технологических линий для комплексной обработки шерсти.

Принципиальная технологическая схема выделения шерстного жира представлена на рис. 1.

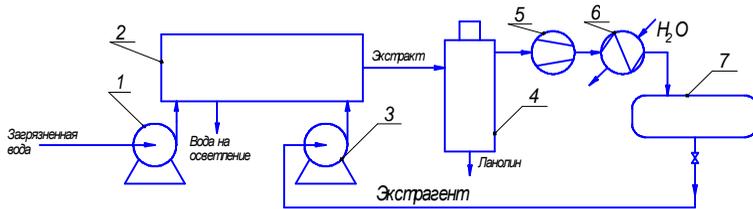


Рис. 1.

В состав технологической схемы для извлечения жира входят такие аппараты: дозировочный насос загрязненной воды 1, противоточный экстрактор непрерывного действия 2, дозировочный насос для экстрактора 3, пленочный испаритель 4, насос для откачивания паров экстрагента 5, холодильник-конденсатор паров экстрагента 6, приемная емкость для регенерированного экстрагента 7.

Зажиренная вода после промывки шерсти прошедшая шерстоуловитель (на схеме не показан) непрерывно подается дозировочным насосом 1 во входную часть экстрактора 2. Экстрагент дозировочным насосом 3 подается в противоположную часть экстрактора 2. При противоточном движении двух жидких фаз в экстракторе 2 происходит извлечение жира из воды экстрагентом. Обезжиренная вода с экстрактора 2 направляется на дальнейшую очистку, экстракт представляющий собой смесь экстрагента и жира, подается в пленочный испаритель 4, в котором происходит испарение экстрагента, который откачивается с верхней части пленочного испарителя насосом 5, конденсируется в холодильнике 6 и возвращается в приемную емкость регенерации. Данный метод позволяет сохранить физико-химические свойства шерсти и увеличить степень извлечения жира до 90%.

**Выводы.** Существующие способы извлечения шерстного жира из сточных вод фабрик первичной обработки шерсти имеют существенные недостатки, такие как неполное извлечение жира, большие энергозатраты, невозможность использования очищенных сточных вод в повторном технологическом цикле. Для более эффективного извлечения

шерстного жиру и очистки сточных вод фабрик ПОШ предлагается технологическая схема, в которой в качестве основного устройства используется противоточный экстрактор непрерывного действия.

**Список литературы:** 1. Шерсть. Первичная обработка и рынок. Монография. Под редакцией доктора эконом. наук Н.К. Тимошенко – М.: ВНИИМП РАСХН, 2000. – 600 с. 2. Сычева И.Н. Продуктивность и свойства шерсти волгоградской породы с разным цветом жиропота: автореф. дис. на соискание науч. степени канд. с.х. наук: спец. 06.02.04 – частная зоотехния, технология производства продукции животноводства / И.Н.Сычева. – Москва, 2009. – 21, [1]. 3. Арутунян Н.С., Аришева Е.А., Васильева Л.Г. Сравнительная характеристика шерстного жира, извлеченного сепарационным и экстракционным методами. – Масложир. пром-сть, 1974. №9. С.27-29. 4. Васильева Л.Г. Совершенствование флотационно-сепараторного способа извлечения шерстного жира // Первичная обработка шерсти: Науч.-техн. инф. сб. – М.: ЦНИИТЭИлегпром, 1968. №2. С.4-11. 5. Марусич Р.Ф., Денискина Л.Е., Васильева Л.Г. Типовой технологический режим первичной обработки шерсти // Науч.-техн. инф. сб. – М.: ЦНИИТЭИлегпром, 1983. 110 с. 6. Рогачев Н.В. Некоторые способы первичной обработки шерсти. – М.: Легкая индустрия, 1980. – 183с.



**Мороз Олександр Миколайович**, доцент, канд. техн. наук. Закінчив Харківський інститут механізації і електрифікації сільського господарства у 1984р. за фахом інженер-електрик. Дисертацію канд. техн. наук захистив у 1991р. в Московському гідромеліоративному інституті. З 2009 р. директор навчально-наукового інституту енергетики і комп'ютерних технологій Харківського національного технічного університету сільського господарства. Наукові інтереси пов'язані з процесами первинної обробки вовни з використанням акустичних коливань та електромагнітних хвиль надвисокої частоти.



**Черенков Олександр Данилович**, професор, доктор техн. наук. Закінчив Харківський політехнічний інститут в 1967 р. за фахом інженер-радіотехнік. Дисертацію доктора технічних наук захистив у 2001р. Наукові інтереси пов'язані з напрямками використання електромагнітних полів в технологічних процесах та процесами первинної обробки вовни.

*Поступила в редколлегию 05.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Луников В.С.*

**В.П. СЕВЕРИН**, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков  
**В.Ф. БОЛЮХ**, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харьков  
**Н.А. ГОРДЕЕВА**, аспирант, НТУ "ХПИ", Харьков

### **МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ЛИНЕЙНОГО ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВЕРЯМИ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА**

Розроблена математична модель безпосереднього електроприводу з лінійним кроковим двигуном для керування дверми електрорухомого складу, що дозволяє визначити миттєві значення параметрів приводу в різних режимах його роботи.

Разработана математическая модель непосредственного электропривода с линейным шаговым двигателем для управления дверями электроподвижного состава, которая позволяет определить мгновенные значения параметров привода в разных режимах его работы.

**Введение.** На Украине, как и во всем мире одним из востребованных видов транспорта является железнодорожный. В нашей стране около 70% пассажиры и грузы перевозок приходится на железнодорожный транспорт. В настоящее время "Укрзалізниця" проводит мероприятия по модернизации подвижного состава, которые связаны с проведением в стране чемпионата Евро 2012.

Модернизация подвижного состава включает в себя улучшение комфорта пассажиров, безопасность передвижения, безопасность загрузки – выгрузки пассажиров, повышения скорости движения. Привод управления дверьми является одним из главных элементов повышения комфорта пассажиров так, как он обеспечивает удобную и безопасную загрузку-выгрузку пассажиров.

К приводам управления дверьми в настоящее время предъявляются следующие требования: сила прижатия (нетравмирующая пассажиров) (в 200...230 Н), бесшумность, время срабатывания (3..5с), устройство аварийной блокировки, предотвращение попадания в вагон пыли, атмосферных осадков.

Типы приводов управления дверьми вагонов применяемые в настоящее время можно классифицировать следующим образом:

- пневматические приводы, ими оборудованы вагоны электропоездов ЭР 2Р, ЭР 9М, ЭПЛ 2Т, ЭПЛ 9М и другие, а также вагоны метрополитена 81-717, 81-714, Еж3 [1-4]. Они характеризуются достаточным быстродействием и развиваемой силой. Однако пневматические приводы не позволяют производить быструю остановку привода при возникновении перегрузки, что может привести к травмированию пассажиров.

- электромеханические привода, ими в настоящее время оснащены трамвайные вагоны ТЗМ, Т5 и другие, представляют собой электромеханический привод состоящий из электродвигателя и редуктора. Такие привода значительно больше по размерам, чем пневматические, обладают меньшим быстродействием, менее надежны. Однако они позволяют оперативно остановить привод не допуская травмирование пассажиров.

Новым направлением в создании приводов управления дверьми может служить направление на создание непосредственного электромагнитного привода на базе линейного шагового двигателя (ЛШД) [5], который позволяет создать быстродействующий, надежный и безопасный для пассажиров тип привода дверей электроподвижного состава.

Принципиальная схема привода с ЛШД представлена на рис. 1. Привод состоит из системы питания и управления ЛШД и линейного шагового двигателя. Система питания и управления ЛШД представляет собой четыре автономных полумостовых инвертора включенных в параллель. К входу преобразователя подается постоянное напряжение  $U_d$ . Структура питания всех четырех фаз питания двигателя одинакова. Так фаза А двигателя питается от инвертора, в состав которого входят транзисторные ключи VT1 и VT2 и диоды VD1 и VD2. Конденсатор С предназначен для ускорения процесса переключения фаз двигателя.

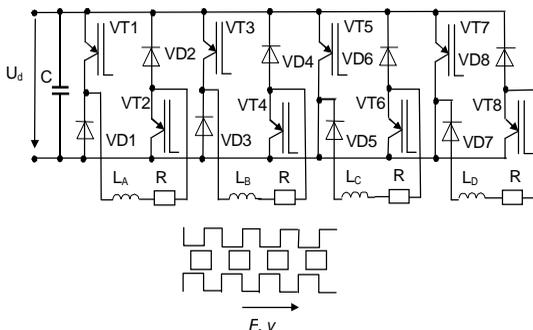


Рис. 1. Принципиальная схема привода.

ЛШД представляет собой четырехфазную линейную шаговую машину. На принципиальной схеме привода рис. 1 обмотки фаз двигателя обозначены в виде индуктивностей  $L_A$ ,  $L_B$ ,  $L_C$ ,  $L_D$  и активных сопротивлений  $R$ . Последовательная подача импульсов тока в обмотки фаз приводит к созданию электромагнитной силы  $F$ , вызывающей перемещение якоря со скоростью  $v$ .

Система управления автономным инвертором состоит из двух каналов – канала ограничения тока и канала линейного перемещения.

Конструкция двигателя в различных видах приведена на рис. 2. Двигатель состоит из четырех фаз А, В, С и D, магнитные системы которых между собой не связаны. Конструкция катушки каждой фазы состоит из четырех отдельных катушек 3, установленных на разных полюсах статора 2. Для увеличения плавности хода полюсные наконечники статора 2 и ротора 1 выполнены зубчатыми. Фазы двигателя конструктивно соединены между собой корпусом 4.

**Целью** данной статьи является создание математической модели непосредственного электропривода на базе линейного шагового двигателя для управления дверями электроподвижного состава.

**Математическая модель.** Предлагается разработать комбинированную модель автоматизированного электропривода на базе ЛШД, которая включает имитационную модель полупроводникового преобразователя, а также математические модели ЛШД и механической части привода. Имитационная модель преобразователя построена на основе стандартных элементов инструментария SIMULINK системы MATLAB. Математическая модель ЛШД строится с учетом геометрических размеров зубцовой зоны и нелинейных свойств магнитных материалов.

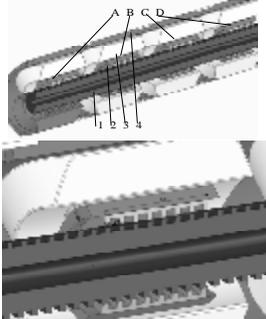


Рис. 2. Конструкция двигателя: 1 – ротор, 2 – полюса статора, 3 – катушки фаз, 4 – корпус

Рассмотрим построение математической модели ЛШД. Уравнение электрической цепи фазы индукторного двигателя по второму закону Кирхгофа имеет вид:

$$U = e + ir. \quad (1)$$

Здесь противоЭДС определяется по закону электромагнитной индукции:

$$e = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial\Psi}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{di}{dt} L + vK, \quad (2)$$

где  $\Psi$  – потокосцепление фазы индукторного двигателя,  $L$  – индуктивность катушки,  $v$  – линейная скорость,  $K$  – частная производная потокосцепления по линейному перемещению при постоянном токе.

Подставим выражение (2) для противоЭДС в уравнение (1) и преобразуем его к виду Коши:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - iR - vK}{L}. \quad (3)$$

Механическое уравнение движение якоря на основании второго закона Ньютона имеет вид:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F_e - F_c, \quad (4)$$

где  $m$  – масса якоря,  $F_e$  – электромагнитная сила,  $F_c$  – сила сопротивления.

Понизим порядок дифференциального уравнения (4), введя промежуточное уравнение:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{F_e - F_c}{m}, \quad \frac{dx}{dt} = v. \quad (5)$$

Общая математическая модель четырехфазного ЛШД, составленная по уравнениям (3) и (5), имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{di_A}{dt} &= \frac{U_A - iR - vK(x, i_A)}{L(x, i_A)} \\ \frac{di_B}{dt} &= \frac{U_B - iR - vK(x - \tau, i_B)}{L(x, i_B)} \\ \frac{di_C}{dt} &= \frac{U_C - iR - vK(x - 2\tau, i_C)}{L(x, i_C)} \quad , \quad \frac{di_D}{dt} = \frac{U_D - iR - vK(x - 3\tau, i_D)}{L(x, i_D)} \\ \frac{dv}{dt} &= \frac{F(x, i_A) + F(x - \tau, i_A) + F(x - 2\tau, i_A) + F(x - 3\tau, i_A) - F_c}{m} \\ \frac{dx}{dt} &= v \end{aligned} \quad (6)$$

В уравнениях (6) используются величины частных производных потокоцеплений:

$$L = \frac{\partial \Psi}{\partial i}, \quad K = \frac{\partial \Psi}{\partial x}. \quad (7)$$

Поскольку магнитные системы фаз между собой не связаны, их потокоцепления и электромагнитные силы являются функциями линейного перемещения и тока соответствующей фазы:

$$\Psi = f(x, i), \quad F = f(x, i). \quad (8)$$

На рис. 4 представлена расчетная область зубцовой зоны. Задача рассматривается в аксиально-симметричной постановке. Принято допущение о не насыщенности участков магнитной цепи: спинки внутреннего и внешнего статоров.

Конечно-элементная сетка в области воздушного зазора для обеспечения точности определения электромагнитной силы число треугольников не менее 4. В остальных областях установлена адаптивная сеточная модель. По результатам расчетов магнитного поля определялись значения потокоцепления эквивалентной катушки и электромагнитная сила с использованием стандартных функций FEMM [6].

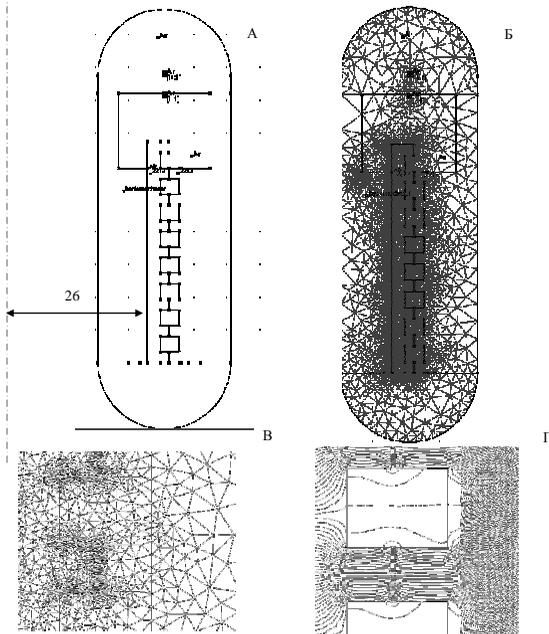


Рис. 4. Расчет магнитного поля ЛШД:  
 А – расчетная область, Б и В – конечно-элементная сетка в расчетной области и в воздушном зазоре, Г – результаты расчета поля в зубцовой зоне

Для определения функций (8) предлагается разложить их в гармонический ряд по координате линейного перемещения с последующей аппроксимацией амплитуд каждой гармоники полиномами Чебышева на множестве равноудаленных точек по координате тока фазы, используя результаты вычислительных экспериментов как исходные данные. При этом аппроксимация потокоцепления фазы имеет вид:

$$\Psi = PC(i) + \sum_{k=1}^{N_G} \left( \begin{matrix} PA(i) \sin(kx) + \\ PB(i) \cos(kx) \end{matrix} \right) = \sum_{n=0}^{N_S} \left( C_n (M i + Z)^n \right) + \quad (9)$$

$$\sum_{k=1}^{N_G} \left( \begin{matrix} \sum_{n=0}^{N_S} \left( A_{n,k} (M i + Z)^n \right) \sin(kx) + \\ \sum_{n=0}^{N_S} \left( B_{n,k} (M i + Z)^n \right) \cos(kx) \end{matrix} \right),$$

где  $PA(i)$ ,  $PB(i)$  и  $PC(i)$  – полиномы Чебышева при синусной, косинусной и постоянной составляющих соответственно,  $k$  – номер гармоники,  $N_G$  – число гармоник,  $A_{n,k}$ ,  $B_{n,k}$  и  $C_n$  – коэффициенты регрессии полиномов при синусной, косинусной и постоянной составляющих соответственно,  $n$  – номер коэффициента регрессии,  $N_S$  –

степень полинома,  $M$  и  $Z$  – масштабный коэффициент и смещение при токе фазы.

Аналогично потокоцеплению представим аппроксимацию электромагнитной силы:

$$F = PFC(i) + \sum_{k=1}^{N_G} \begin{pmatrix} PFA(i) \sin(kx) + \\ PFB(i) \cos(kx) \end{pmatrix} = \sum_{n=0}^{N_s} \left( FC_n (M i + Z)^n \right) + \sum_{k=1}^{N_G} \begin{pmatrix} \sum_{n=0}^{N_s} \left( FA_{n,k} (M i + Z)^n \right) \sin(kx) + \\ \sum_{n=0}^{N_s} \left( FB_{n,k} (M i + Z)^n \right) \cos(kx) \end{pmatrix}, \quad (10)$$

где  $PFA(i)$ ,  $PFB(i)$  и  $PFC(i)$  – полиномы при синусной, косинусной и постоянной составляющих соответственно для электромагнитной силы,  $FA_{n,k}$ ,  $FB_{n,k}$  и  $FC_n$  – коэффициенты регрессии полиномов при синусной, косинусной и постоянной составляющих соответственно.

Из выражения (9) получим аналитически производные (7) потокоцеплений по координатам тока и линейного перемещения:

$$L = M \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{N_s} \left( n C_n (M i + Z)^{n-1} \right) + \\ \sum_{k=1}^{N_G} \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{N_s} \left( n A_{n,k} (M i + Z)^{n-1} \right) \sin(kx) + \\ \sum_{n=1}^{N_s} \left( n B_{n,k} (M i + Z)^{n-1} \right) \cos(kx) \end{pmatrix} \end{pmatrix}, \quad (11)$$

$$K = \sum_{k=1}^{N_G} \begin{pmatrix} \sum_{n=0}^{N_s} k \left( A_{n,k} (M i + Z)^n \right) \cos(kx) - \\ \sum_{n=0}^{N_s} \left( B_{n,k} (M i + Z)^n \right) \sin(kx) \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Уравнения (6) и (10)–(12) составляют математическую модель ЛШД, которую предлагается использовать для создания модели электропривода.

**Выводы:** 1. Разработанная математическая модель электропривода ЛШД позволяет определять мгновенные значения параметров элек-

тропривода в различных режимах его работы. 2. Особенностью модели является определение электромагнитных параметров двигателя по результатам расчета магнитного поля методом конечных элементов и их последующая аппроксимация полиномами Чебышева. 3. Модель учитывает геометрию зубцовой зоны ЛШД и ее насыщение в отдельных участках.

**Список литературы:** 1. Цукало П.В., Ерошкин Н.Г. Электропоезда ЭР2 и ЭР2Р. – М.: Транспорт, 1986. – 359 с. 2. Авдеев М.М., Гут В.А. Электропоезда переменного тока. – М.: Транспорт, 1985. – 368 с. 3. Корягин Е.Е., Коськин О.А. Электрооборудование трамваев и троллейбусов – М.: Транспорт, 1982. – 296 с. 4. Добровольская Э.М. Электропоезда метрополитена. – М.: ИРПО: Издательский центр "Академия", 2003. – 320 с. 5. Любарский Б.Г., Северин В.П., Парфенюк Т.В., Зюзин Д.Ю., Глебова М.Л., Гордеева Н.А. Имитационное моделирование электропривода на базе линейного шагового привода // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – 2010. – № 38. – С. 62-71. 6. <http://femm.berlios.de>.

*Поступила в редколлегию 24.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Луников В.С.*

*А.В. СТЕПУК*, канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр., НТУ "ХПИ", Харьков

## **МИКРОВОЛНОВАЯ РЕГЕНЕРАЦИЯ ДИЗЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ОЧИСТКИ**

Чисельний аналіз дизельних фільтрів твердих частинок і окислення сажі розглядини. Результати підтвердили нестабільність поширення 2,45ГГц ВЧ хвиль і збудження багатофазних гармонік. Альтернативне рішення для підвищення якості фільтрації сажі пропонується.

Рассмотрены численный анализ дизельных фильтров твердых частиц и окисления сажи. Результаты подтвердили нестабильность расширения 2,45 ГГц ВЧ волн и возбуждения многофазных гармоник. Предлагается альтернативное решение для повышения качества фильтрации сажи.

**Введение.** Экологические стандарты, введенные в ЕЭС, США и Японии ограничивают предельно допустимый выброс сажевых частиц, особенно интенсивно происходящий при сжигании дизельного топлива. Эти нормативы распространяются как на действующие энергетические установки промышленных предприятий и тепловых электростанций, так и на транспортные средства.

Используемые в настоящее время фильтры накапливают сажу, что требует их периодической очистки либо замены. Чтобы избежать дорогостоящей разборки оборудования используются различные методы текущей очистки с применением химических растворителей либо энергетических способов регенерации сажи при нагреве, например пропусканием электрического тока, либо воздействием полей СВЧ. Преимуществом последнего является их высокая эффективность и применение недорогих магнетронов 2,45 ГГц, широко используемых в бытовых микроволновых печах. Основным недостатком СВЧ регенерации остаются нестабильность и неоднородность регенерации сажи по объему фильтра.[1,2]. Цель работы – проведение анализа распределения энергии СВЧ и тепловых полей для поиска решений проблемы неоднородной регенерации.

**Постановка и метод решения задачи.** Для моделирования распределения электромагнитных и тепловых полей внутри фильтра использовался программный МКЭ пакет Comsol 3,5 Multi physics. Представляя электродинамическое устройство с нагреваемым материалом в виде волновода с граничными условиями, определен закон распреде-

ления СВЧ мощности по объему материала. Модель основана на принципе суперпозиции распределений электромагнитных и температурных полей в материале и учете зависимости распределения температуры по толщине материала от его диэлектрических параметров.

При решении волнового уравнения нелинейные (зависимость от температуры) и дисперсионные (зависимость от частоты) свойства среды не учитывались. При численном моделировании полагалось, что металлический корпус фильтра по проводящим свойствам близок к меди.

Свойство нагрева и сжигания сажи определяется ее диэлектрическими свойствами

$$\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon'' \quad (1)$$

где  $\varepsilon'$  – определяет свойства накапливать энергию, а  $\varepsilon''$  – рассеивать энергию (сопротивление). Тогда энергия, выделяющаяся в фильтре, определяется из соотношения:

$$P = 2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon'' E^2 \quad (2)$$

при этом глубина проникновения поля в диэлектрик

$$d = c/2\pi f \sqrt{\{2[\sqrt{(\varepsilon'^2 + \varepsilon''^2)} - 1]\}} \quad (3)$$

Рассмотрено стационарное возбуждение первых пяти СВЧ гармоник в узле дизельного фильтра с выхлопными трубами. Анализ распределения СВЧ поля в полости фильтра выполнялся для дизельного автомобильно фильтра, подобного выпускаемым компанией Isuzu и Bosch (рис.1) диаметром 125 мм и длиной 525 мм с апертурой излучателя от магнетрона СВЧ 50\*80 мм. Частота возбуждения магнетрона СВЧ 2.45ГГц, что соответствует длине волны в вакууме 12,25 см.



Рис. 1. Кремниво-карбидный наполнитель и сажевые фильтры фирм Isuzu и Bosch

Поскольку геометрия фильтра неоднородна, то в его полости могут быть генерированы ряд СВЧ гармоник. Например: для прямоугольного волновода (апертуры) – это  $H_{10}$  частотой 1,87 ГГц; для цилиндрического –  $H_{11}$  частотой 1,43 ГГц,  $E_{01}$  частотой 1,87 ГГц и  $H_{21}$  частотой 2,33 ГГц; для цилиндрического резонатора (при размещении отражателя внутри фильтра) –  $H_{111}$  частотой 1,41 ГГц и  $E_{010}$  частотой

1,84 ГГц. Рассмотрено также размещение внутри фильтра электромагнитного отражателя для выравнивания поля и концентрации тепловыделения в областях скопления частиц сажи.

**Анализ результатов исследований.** Результаты расчетов подтвердили неустойчивость и неоднородность распределения поля СВЧ, в зависимости от частоты возбуждения.

На рис. 2 представлены модели с рассчитанными распределениями интенсивности электромагнитного поля в зависимости от частоты возбуждения (0,89 ГГц – 2,88 ГГц) и положения СВЧ рефлектора. Сверху вниз распределения при 0,96 ГГц – 2,44 ГГц. Для всех рассмотренных вариантов характерны высокая неоднородность распределения СВЧ поля и тепловыделения, необходимого для окисления сажи.

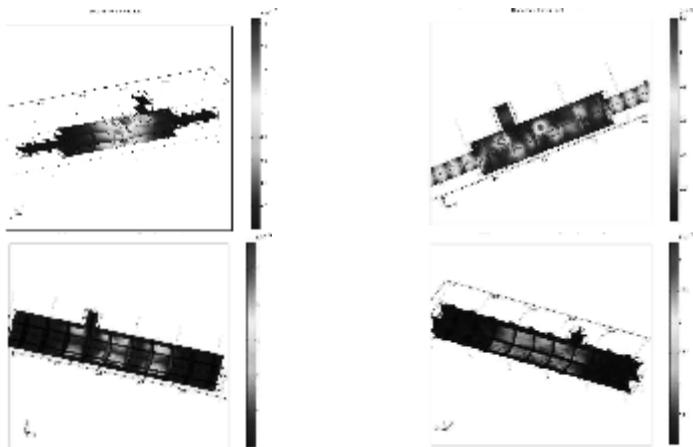


Рис. 2. Интенсивность электромагнитного поля в сажевом фильтре для различных СВЧ гармоник и положения отражателя

На рис. 3 представлены результаты расчета коэффициентов отражения для фильтра без отражателя и с рефлектором (слева направо). По крайней мере, для трех резонансных частот коэффициент отражения не превышает 10 дБ, что подтверждает многомодовый характер СВЧ возбуждения и невозможность генерации равномерного распределения для заданных физических, геометрических и частотных параметров. Получено удовлетворительное соответствие между теоретическими и экспериментальными значениями [3] затухания и распределения мощности в сажевых фильтрах.

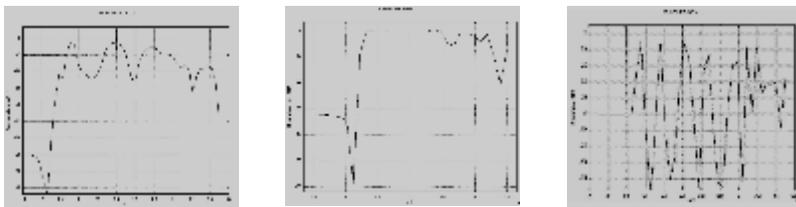


Рис. 3. Зависимость коэффициента отражения от частоты СВЧ гармоники и наличие отражателя в фильтре.

**Выводы.** Проведение исследование подтвердило экспериментально наблюдаемые эффекты неоднородной регенерации сажи в фильтрах. На основании полученных результатов можно предложить несколько способов улучшения работы фильтров.

Одним из способов снижения неоднородности электромагнитного поля может быть использование дополнительных корректирующих элементов: ферритовых колец, магнитных ловушек; изменении размеров и частоты СВЧ или способа возбуждения основной гармоники. Например, нестационарное размещение ловушек позволило бы окислять скопления сажи не сразу по всему объему, а по мере окисления отдельных участков фильтра. Недостатком такого подхода, однако, становятся: возрастание сложности и стоимости оборудования; неустойчивость генерируемого поля в зависимости от пространственного распределения осажденной сажи и внешних вибраций.

Другим способом предотвращения неоднородного поглощения СВЧ энергии в фильтре может быть применение дополнительного резистивного нагрева сетки перед магнетроном для предварительного нагрева до 500–600°C и затем инициация окисления сажи СВЧ импульсом, длительностью соответствующей скорости окисления 30–40 сек.

**Список литературы. 1.** *Richard D. Nixdorf, Johnney B. Green Jr., John M. Story and Robert M. Wagner.* Microwave-Regenerated Diesel Exhaust Particulate Filter // SAE 2001 World Congress, Detroit, Michigan, March 5-8, 2001, 9 p. **2.** *Zhi Ning, Yongsheng He.* Experimental Study on Microwave Regeneration Characteristics of Diesel Particulate After-Treatment System) // SAE Technical Papers 1999-01-1470, Michigan. – 1999. – 6 p. **3.** *Dilipa K.V., Nilesh J. Vasab, Kopp Carstena, K.U. Ravindraa.* Incineration of diesel particulate matter using induction heating technique // Applied Energy. – Vol. 88, Issue 3. – March 2011. – P. 938-946.

*Поступила в редколлегию 31.01.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.*

*И.А. ЧЕРЕПНЕВ*, канд. техн. наук, докторант, ХНТУСХ им.  
Петра Василенка, Харьков

*И.А. МОРОЗ*, канд. техн. наук, доцент, ХНТУСХ им.  
Петра Василенка, Харьков

## **ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА РАЗВИТИЕ ВОСПАЛИТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ ЖИВЫХ ОРГАНИЗМОВ НА ОСНОВЕ НЕРАВНОВЕСНОЙ ТЕРМОДИНАМИКИ**

Запропонована узагальнена модель еволюції розвитку пухлини живого організму на основі незрівноваженої термодинаміки з використанням параметра незрівноваженості, яка дозволяє визначити вплив зовнішніх електромагнітних полів на характер розвитку пухлини.

Предложена обобщенная модель эволюции развития опухоли живого организма на основе неравновесной термодинамики с использованием параметра неравновесности, которая позволяет определить влияние внешних электромагнитных полей на характер развития опухоли.

**Вступление.** Элементарной единицей строения и жизнедеятельности всех живых организмов является клетка. Особенности и связи функционирования клеток и организма в целом определяется электромагнитными взаимодействиями. Поэтому наиболее общим методом воздействия на живой организм и управление его жизнедеятельностью (включая его уничтожение и управляемое изменение его структур) является внешнее электромагнитное воздействие.

**Цель, задание исследования.** В настоящее время технические средства генерирования и излучения электромагнитных полей (ЭМП) развиваются достаточно быстро, однако вопросы электромагнитной природы жизнедеятельности клеток и способы управления ими разработаны недостаточно.

В связи с этим повышается актуальность проблемы определения способов управления жизнедеятельностью биологических объектов и требований к источникам внешних ЭМП, позволяющих осуществлять лечение сельскохозяйственных животных с одновременным обеспечением экологической безопасности.

**Анализ публикаций.** В работе [1] описан рост воспалений и опухолей на основе термодинамики. Рост области воспаления ограничен

эффектами переноса в тканях. Вначале рост происходит с большой скоростью, при этом популяция больных клеток растет и достигает максимума асимптотически. Этот максимум определяется проницаемостью ткани организма.

Динамика популяции больных клеток зависит от соотношения между активными и пассивными клетками. Предположим, что  $P_1$  – вероятность больных клеток к выздоровлению (т. е. быть активной), а  $P_2$  – вероятность для больной клетки быть вне процесса выздоровления (быть пассивной), вследствие чего  $P_1 + P_2 = 1$ .

Экспериментальные показывают, что число пассивных клеток растет с ростом популяции больных клеток.

В этом случае, энтропия Больцмана:

$$S = -k_b (P_1 \ln P_1 + P_2 \ln P_2), \quad (1)$$

где  $k_b$  – постоянная Больцмана.

Предполагая что, скорость изменения  $P_2$  пропорциональна энтропии [1] имеем:

$$\frac{dP_2}{dt} = cS(t), \quad (2)$$

где  $c$  – постоянная.

Предполагая, что  $N(t)$  – число пассивных клеток, затронутых воспалительным процессом, тогда

$$P_2(t) \approx \frac{N(t)}{N_\infty}, \quad (3)$$

где  $N_\infty$  – асимптотическое значение числа "больных" клеток, при  $t$  стремящемся к бесконечности. Тогда из (2) следует зависимость роста популяции клеток в воспалительном процессе:

$$\frac{dN}{dt} = -kN \ln \frac{N(t)}{N_\infty}, \quad (4)$$

где  $k = k_b c$ .

Под воздействием электромагнитных полей процессы в клетках и динамика популяций становятся неравновесными и для адекватного описания эволюции опухоли в этом случае необходимо использовать соотношения неравновесной термодинамики.

Для описания неравновесных процессов переноса ионов через клеточные мембраны в [2] применены методы быстро развивающейся в настоящее время неравновесной термодинамики и неэкстенсивной статистики [3, 4]. После работы [3] было изучено большое количество систем, для которых нарушается экстенсивность энтропии и больцмановская тер-

модинамика, из-за больших корреляций при взаимодействии.

Причины, по которым термодинамика Больцмана неприменима, могут быть разными. Это могут быть, например, "эффекты памяти", когда эволюция системы в данный момент времени зависит не только от параметров системы в этот конкретный момент времени, но и от ее параметров некоторое время назад. Ясно, что в биологических объектах особенности неэкстенсивной термодинамики наиболее важны.

Основной вывод, сделанный в [3] можно сформулировать так: существуют системы, в которых есть сильные корреляции, сильное взаимодействие между всеми частями системы. Это приводит к нарушению термодинамической аддитивности системы, потому их не удастся описать больцмановской статистикой и термодинамикой. В [3,4] предложено в стандартном выражении для энтропии использовать вместо логарифма новую функцию  $\ln_q(x)$  со степенной асимптотикой:

$$\ln(x) \rightarrow \ln_q(x) = \frac{x^{1-q} - 1}{1 - q}. \quad (5)$$

В этом представлении параметр  $q$  характеризует степень отклонения от равновесия. Эта функция при  $q \rightarrow 1$  стремится к обычному логарифму. Новая формула для  $q$ -энтропии выглядит так:

$$S_q = -\sum_i p_i^q \ln_q(p_i) = \frac{1 - \sum_i p_i^q}{q - 1}. \quad (6)$$

Если  $q \rightarrow 1$ , то  $q$ -энтропия переходит в стандартную энтропию Больцмана. При этом параметр неравновесности  $q$  оказывается связанным с параметрами внешнего поля [5, 6]:

$$q = \sqrt{1 + \alpha k_\omega \frac{|P|}{P_T}}, \quad (7)$$

где  $\alpha \approx 1$  безразмерный коэффициент;  $k_\omega = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_{max} + \omega_{min}}$  – коэффициент широкополосности действующего излучения;  $P_T$  – поток диссипации из системы, а  $P \approx |E^2| c_g$ ,  $c_g$  – групповая скорость. Эффективность повышается с отклонением коэффициента от 1. Эффективность низкоэнергетического воздействия растет с ростом широкополосности воздействия.

Рассмотрение термодинамического подхода с учетом внешних воздействий и неравновесности позволяет обобщить уравнение эволюции числа больных клеток. После подстановки получаем:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{kN_{\infty}}{q-1} \left( 1 - \left( \frac{N(t)}{N_{\infty}} \right)^q - \left( 1 - \frac{N(t)}{N_{\infty}} \right)^q \right). \quad (8)$$

Проанализируем эволюцию воспалительного процесса на основе уравнения (8) с учетом того, что значение параметра  $q$  зависит от всех основных параметров воздействующего на воспалительный процесс электромагнитного поля (см. (7)).

Обратим внимание, что, если  $q = 2$ , то (5) эквивалентно известному логистическому уравнению:

$$\frac{dN}{dt} = 2k \left( N - \frac{N(t)^2}{N_{\infty}} \right). \quad (9)$$

Из которого, при больших  $N_{\infty}$ , следует уравнение для экспоненциального роста количества больных клеток

$$dN/dt = 2kN(t). \quad (10)$$

При  $q \rightarrow 1$  из (8) получаем уравнение:

$$\frac{dN}{dt} = -k \left( N \ln \left( \frac{N(t)}{N_{\infty}} \right) + (N_{\infty} - N(t)) \ln \left( 1 - \frac{N(t)}{N_{\infty}} \right) \right), \quad (11)$$

которое для развитого воспалительного процесса и большой популяции больных клеток, переходит в уравнение (4).

Другой важный случай уравнения (8), когда  $0 < q < 1$ . Для  $N(t)/N_{\infty} \ll 1$ , уравнение (8) имеет вид:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{kN_{\infty}}{1-q} \left( \frac{N(t)}{N_{\infty}} \right)^q \quad (12)$$

Все приведенные варианты описывают развитие воспалительного процесса, поскольку показывают рост больных клеток (рис. 1 на котором приведен график решения уравнения (8)).

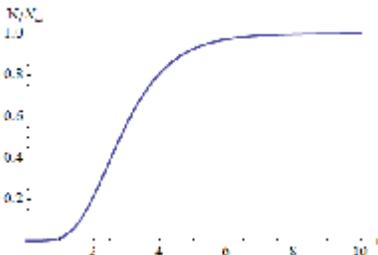


Рис. 1. Кривая роста больных клеток.

Лечение животных приводит к уменьшению популяции больных клеток, что учитывается в уравнении использованием дополнительного слагаемого:

$$\frac{dN}{dt} = -kN \ln \frac{N(t)}{N_{\infty}} - c_l(t)N(t) \quad (13)$$

Если величина, описывающая интенсивность лечения  $c_l(t)$  – кон-

станта, то легко получить простое решение:

$$N(t) = N_{\infty} \exp\left(\left(\ln \frac{N_{\infty}}{N_0} - \frac{c_0}{k}\right)(1 - \exp(-kt))\right) \quad (14)$$

Для более точного учета терапии представим величину  $c_l(t)$  медленно изменяющейся функцией:

$$c_l(t) = c_0 \log(\alpha + \delta t). \quad (15)$$

В этом случае решение уравнения можно представить в виде:

$$N(t) = N_{\infty} \exp\left(\exp(-kt) \left(\ln \frac{N_0}{N_{\infty}} - \int_0^t ds \exp(ks) c_0 \ln(e + \delta s)\right)\right), \quad (16)$$

которое имеет следующую асимптотику при больших временах:

$$N(t) \approx \frac{N_0}{At^{\gamma}}. \quad (17)$$

В случае обобщенной модели (8), уравнение развитие воспалительного процесса можно записать в виде:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{kN_{\infty}}{q-1} \left(1 - \left(\frac{N}{N_{\infty}}\right)^q - \left(1 - \left(\frac{N}{N_{\infty}}\right)\right)^q\right) - c(t)N \quad (18)$$

При воздействии на опухоль ЭМП создается поток энергии, который приводит к изменению индекса  $q$ , следовательно, к изменению динамики воспалительного процесса и популяции клеток, участвующих в воспалительном процессе.

Несколько вариантов развития воспалительного процесса под действием ЭМП показан на рис. 2 в сравнении с развитием воспалительного процесса без воздействия ЭМ полей. На рис. 2. изображена динамика воспалительного процесса под воздействием низкоэнергетического ЭМП  $\frac{|E|^2}{P_0} \ll 1$  с разной шириной полосы.

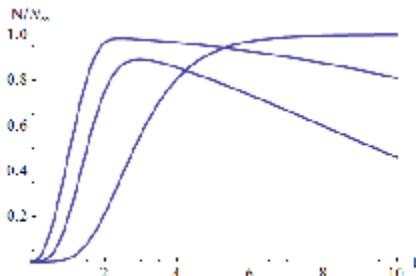


Рис. 2. Кривые роста больных клеток при наличии ЭМП.

ческого ЭМП  $\frac{|E|^2}{P_0} \ll 1$  с разной шириной полосы.

**Выводы.** Ширина полосы ЭМП  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$  влияет на величину индекса в соответствии (7). Важно отметить, что в зависимости от характеристик потока ЭМП индекс  $q$  может, как уменьшаться, так и увеличиваться

в зависимости от параметров излучения и выбранного режима обработки области локализации воспалительного процесса, что позволяет управлять течением воспалительного процесса.

**Список літератури:** 1. *Calderon C.P., Kwenbe T.A.* – Math. Biosciences – №103. – 1991. – Р. 97. 2. *Черепнев І.А., Новиков В.Е.* Неравновесная термодинамика состояния биологических мембран // Системи управління, навігації та зв'язку Міністерство промислової політики України. – К.: ДП "ЦНДІ навігації і управління", 2010. – Вип. 4(16). – С. 197-206. 3. *C. Tsallis, Stat J.* // Phys. – 1988. – №52. – Р. 479. 4. *Curado F, Tsallis C.* // Phys. A24, L69. – 1991. 5. *Novikov V.E., Adamenko S.V., Bogolubov N.N.* Self-organization and nonequilibrium structures in the phase space // International Journal of Modern Physics B. – 2008. – Vol. 22. – №. 13. – Р. 2025-2045. 6. *Novikov V.E.* Quantum analysis of oscillatory processes in fractal media // International Journal of Modern Physics B. – 2008. – Vol. 22. – № 22. – Р. 3923-3929.



**Черепеньов Ігор Аркадійович**, доцент, канд. техн. наук, старш. наук. співробітник, член-кореспондент Академії наук прикладної радіоелектроніки. Закінчив Харківське вище військове командно-інженерне училище ракетних військ ім. маршала Радянського Союзу Крилова М.І. у 1984 р., за спеціальністю інженер-радіотехнік та національну юридичну академію ім. Я. Мудрого у 1998 р. за спеціальністю правознавець. Дисертацію канд. техн. наук захистив у 2002 р. Наукові інтереси пов'язані з дослідженням впливу низько енергетичних електромагнітних полів на біологічні об'єкти.



**Мороз Олександр Миколайович**, доцент, канд. техн. наук. Закінчив Харківський інститут механізації і електрифікації сільського господарства в 1984 р. за фахом інженер-електрик. Захистив дисертацію кандидата технічних наук в 1991 р. в Московському гідромеліоративному інституті Директор навчально-наукового інституту енергетики і комп'ютерних технологій Харківського національного технічного університету сільського господарства з 2009 р. Наукові інтереси пов'язані з процесами впливу електромагнітних полів на біологічні об'єкти.

*Поступила в редколлегию 05.04.2011  
Рецензент д.т.н., проф. Лутиков В.С.*

## ABSTRACTS

### *ELECTRICAL APPARATUS*

---

*Avtonomova L.V.*

#### **ANALYSIS OF ELECTRO THERMAL STRESS STATE IN HIGH CURRENT SOCED CONTACTS.**

An approach to analysis of electro thermal stress state in V-shaped electric soced contacts is offered. Influence of the contacts parameters on transitive resistance value is investigated by FEM.

*Index terms* – **high current soced contacts, electro thermal stress state, transitive resistance, modeling.**

*Bolukh V.F., Vinnichenko A.I.*

#### **IMPROVEMENT OF A METHOD USED FOR METROLOGIC STATION IN THE STATE FUNDAMENTAL NETWORK.**

The method of absolute value and vertical gradient of the free falling acceleration measurings is offered without mechanical movings. It is necessary for metrological certification of a metrologic station in the State Fundamental Network. The throwing height of a sample body is varied by regulation of excitation voltage in the linear pulse electromechanical converter of induksion-dynamic type.

*Index terms* – **free falling acceleration, measuring, sample body, linear pulse electromechanical converter.**

*Varshamova I.S.*

#### **METHOD OF AUTOMATIC COMPENSATION OF EXTERNAL MAGNETIC FIELD IN ELECTRICAL EQUIPMENT WITH NONSINUSOIDAL CURRENTS.**

Description of automatic method for compensation of the magnetic-field, created by an electrical equipment with nonsinusoidal currents in their power circuits is brought. The method foresees an independent forming of two signals as linear combinations separately for the sine and cosine components of power circuit currents and simplifies regulation of harmonic constituents at the field tuning.

*Index terms* – **electrical equipment, nonsinusoidal currents, external magnetic field, compensation, time structure.**

*Volkova O.G., Lupikov V.S., Bajda Je.I.*

### **DECREASE OF ENERGY RELEASE FROM SURFACES IN HIGH CURRENT EXPLOSIVE CONTACTS AT THEIR SWITCHING.**

Problems of electroerosive wear in high current explosive contacts demand the further perfection of switches namely their switching mechanisms design to decrease energy release from their contacts surfaces. Replacement rotating joints in the mechanisms on rubber-metal hinges can become the effective decision of the problem.

*Index terms* – **switch, high current explosive contacts, energy release, electroerosive wear, rubber-metal hinges.**

*Grigorenko I.V., Tveritnikova O.Je., Korzov I.M.*

### **STAND FOR BASIC CHARACTERISTICS CONTROL IN THERMAL CONVERTERS.**

In close questions of working out and operation of a stand for control of basic characteristics in thermal converters are discussed. Features of temperature measurements by means of thermoresistors and thermocouples and their metrological characteristics are considered.

*Index terms* – **thermal converters, metrological characteristics, control.**

*Emelianov V.L., Grechko A.M.*

### **REVIEW OF VACUUM SWITCHES DESIGNS AND CONTROL SYSTEMS.**

A review of designs and control systems of modern vacuum switches of average voltage which are in demand in the switching equipment market of Ukraine is resulted.

*Index terms* – **vacuum switches, design, control systems, review.**

*Korol E.G., Lupikov V.S., Rudas Ju.D.*

### **OPTIMIZATION OF THE COMPENSATING ELECTROMAGNET WITH FERROMAGNETIC CORE.**

Modeling of the compensating electromagnet with ferromagnetic core, used for reduction of external magnetic fields in electrical equipment are resulted. An optimization technique for the electromagnet sizes choice is offered.

*Index terms* – **electrical equipment, external magnetic field, reduction, compensating electromagnet, ferromagnetic core, optimization technique.**

*Krugliak O.A., Korneev O.O., Grischuk Ju.S.*

### **WORKING OUT AND RESEARCH OF DC SWITCHBOARDS FOR SUBSTATIONS TO 35 KV.**

Stand and algorithm of its work which allow to automate process of tests and researches in DC operative systems are developed.

*Index terms* – **DC switchboards, testing, automatization, algorithm.**

*Lupikov V.S., Varshamova I.S., Maksimenko M.V., Marjenko R.Je., Mihajlenko A.M.*

### **SYNTHESIS OF FUZZY LOGIC REGULATORS FOR FORMING OF CURRENTS IN THE MAGNETIC FIELD ELECTROMAGNETIC COMPENSATOR.**

Process of formation of operating signals in multiple parametre system used for external magnetic field automatic compensation in power equipment is resulted using Fuzzy Logic methods. An example of algorithm for formation of electromagnet current in the automatic compensation system is resulted for the three-phase switchboard.

*Index terms* – **electrical equipment, external magnetic field, compensation, multiple parameter system, Fuzzy Logic.**

## ***ELECTRICAL MASHINES***

---

*Galajko L.P., Chalyj A.A.*

### **CHOICE OF POLE STATOR WIDTH AND AIR GAP SIZES IN SWITCH-RELUCTANT MOTOR OF MINER ELECTRIC LOCOMOTIVE.**

In close a choice of width of pole stator width and air gap sizes in switch-reluctant motor of miner electric locomotive by power of 13 kW, frequency of 615 rpm is groanted taking into account as criteria maximum of efficiency and power factor, and minimum phase current and moment pulsation factor. It is swoun that at reduction of the pole width the coil one increases, other motor sizes do not change. Coils number, coil wire diameter and feeding parametres determine as to provide install power. An analysis of such geometrical sizes as the pole width and air gap is resulted in view of the criterion.

*Index terms* – **switch-reluctant motor, pole stator, air gap, choice of sizes, criteria.**

## ***STRONG ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS***

---

*Batygin Yu.V., Vorobyov V.V., Gnatov A.V., Gnatova Sh.V., Serikov*

*G.S., Chaplygin E.A.*

### **CALCULATED CHARACTERISTICS OF MAGNETIC-IMPULSIVE SETTING FOR PROCESSING OF METALS BY A SERIES OF IMPULSES.**

Within the article framework an idea of transition from single to frequent power influence in modern magnetic-impulsive technologies is grounded. The principle circuit design of the technological unit is offered provided that current impulses are generated as a serial reiteration. Computation of basic characteristics of charge process in the unit storage capacity is got up provide given time interval and consumable power level. Computation data are complemented by oscillogrammas of real characteristics in charge-discharge processes of the unit.

*Index terms* – **magnetic-impulsive technology, transitional process, current impulses, reiteration.**

### ***ELECTROTECHNOLOGIES USEGE***

---

*Akimov L.V., Litvinenko D.G., Vakulenko A.A.*

### **SYNTHESIS OF DOUBLE INTEGRATING SYSTEM FOR VECTOR CONTROL OF ONEMASS ASYNCHRONOUS DRIVE WITH NONLINEAR LOADING.**

In close a complex approach using of polynomial equations methods and quality diagrams of control is realized improving dynamic characteristics in the frequency-guided asynchronous drive with vector control at its nonlinear loading character.

*Index terms* – **asynchronous electric drive, nonlinear loading, vector control, dynamic characteristics.**

*Varshamova I.S., Geljarovskaja O.A., Korol E.G., Krjukova N.V., Lelyuk N.A., Litvinenko V.V., Lupikov V.S., Sedova E.A.*

### **METHODS FOR MULTIGRADIENT DIRECTIONAL COOLING OR WARMING OF SMALL OBJECTS.**

A description of the known metod for multigradient directional cooling or warming of small objects is got up. The metod is realised in the form of two devices providing creation of a variable temperature gradient in its working area with small object located inside, and moving of the object with operated speed in horizontal or vertical directions. The metod can be used for thin regulation of thermodynamic parametres in small objects at their cooling.

*Index terms* – **electrical contacts, small object, cooling, multigradient metod.**

*Dubik V.M.*

### **PROTECTION OF FRUIT CROPS AGAINST INSECTS-WRECKERS.**

Destruction methods of fruit crops wreckers are analysed and their merits and demerits are considered.

*Index terms* – wreckers of fruit crops, destruction, electrophysical methods.

*Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Bovdyj I.V., Vinichenko E.V.*

### **SYNTHESIS OF DIGITAL ROBUST CONTROL SYSTEM IN ROLLING MILLS MAIN DRIVES TAKING INTO ACCOUNT THEIR MUTUAL INFLUENCE THROUGH THE ROLLED METAL.**

The technique of synthesis of digital robust control system of main drives to flattening mills with synchronous motors as a two-mass electromechanical system for the short line and a three-mass electromechanical system for the long line is developed taking into account mutual influence of rental rollers on each other through the rolled metal. An example of dynamic characteristics for such system is given.

*Index terms* - rolling mills, main drives, digital robust control system.

*Mihailjuk V.M., Sebko V.V., Shaporev V.P.*

### **ONE OF POSSIBLE REACTOR DESIGNS FOR REALIZATION OF HIGH-SPEED PYROLYSIS PROCESS IN OF ORGANIC WASTE AND ITS SCHEME.**

An analysis of a reactor with filter-bed for realization of high-speed pyrolysis in granulated firm household wastes is made. Dependence of sizes, hydraulic characteristics and conditions of heat-transfer in the reactor from granules sizes, a case part disclosing corner and kinetic characteristics is established. Basic schemes of the reactor and unit are offered.

*Index terms* - utilization of household wastes, pyrolysis process, reactor, heat-transfer.

*Moroz O.N., Cherenkov O.D.*

### **ANALYSIS OF METHODS USED FOR EXTRACTION OF WOOL GREASE FROM WASH WATER IN PRIMARY WOOL PROCESSING FACTORIES.**

An analysis of existing methods used for extraction of wool grease from wash water is got up and a technological scheme increasing efficiency of the grease extraction is proposed with no deterioration of physical and

chemical properties of raw wool.

*Index terms* – wool grease, primary processing of raw wool, extractor.

*Severin V.P., Bolukh V.F., Gordeeva N.A.*

#### **MATHEMATICAL MODEL OF THE DC ELECTRIC DRIVE FOR DOORS CONTROL IN THE ELECTROROLLING STOCK USING THE LINEAR STEP-BY-STEP MOTOR.**

A mathematical model of the DC drive with linear step-by-step motor for doors control in the electrorolling stock is developed. It allows to define the drive instant parametres in different modes of its work.

*Index terms* – DC electric drive, step-by-step motor, mathematical model.

*Stepuk A.V.*

#### **MICROWAVE REGENERATION OF DIESEL CLEARING FILTERS.**

Numerical analysis of diesel particulate filters and soot oxidation is resulted. The results confirmed instability of 2.45 GHz HF wave propagation and multiphase harmonic wave excitation. Alternative solution to enhance diesel particulate filtering quality is suggested.

*Index terms* – diesel particulate filters, soot oxidation, numerical analysis.

*Cherepnjov I.A, Moroz O.M.*

#### **STUDYING OF ELECTROMAGNETIC FIELDS INFLUENCE ON DEVELOPMENT OF INFLAMMATORY PROCESSES IN LIVE ORGANISMS IN VIEW OF NONEQUILIBRIUM THERMODYNAMICS.**

A generalised model of a tumour evolution growth in a live organism is offered based on thermodynamics with nonequilibrium parametre. Its allows to define external electromagnetic fields influence on character of the tumour growth.

*Index terms* – electromagnetic fields, living cells, inflammatory process.

## ВИМОГИ

до оформлення статей у Віснику Національного  
технічного університету "ХПІ",  
тематичний випуск "**Проблеми удосконалення електричних машин  
і апаратів. Теорія і практика**"

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 рт. Заповнення останнього листа – не менше 80 %.

Стаття відправляється в редакцію в друкарському варіанті (1 прим.) та в електронному варіанті по E-mail або на диску (без колонтитулів і нумерації сторінок). Друкарський варіант надається на листах білого паперу формату А4 щільністю 80-90 г/м<sup>2</sup>, 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](mailto: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) українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотації російською мовою, до 5 рядків.

**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. Абзаци 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  $N - \dots; \tau_{u \max} - \dots; T_{mi} - \dots$ .

Однакові символи в тексті і формулах повинні співпадати.

*Ілюстрації* (рисунок, фото, діаграми) і *таблиці* (9 pt) оформляються за зразком без назв, всі пояснення – в тексті. Рисунок оформляється в редакторі **Microsoft Word** як окремі об'єкти в тексті. Рисунок та таблиці відокремлюються від тексту інтервалом в один порожній рядок 10 pt.

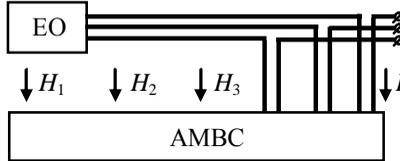


Рис. 1.

Таблиця 1 .

Поле ліворуч	20 мм
Поле праворуч	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

*Список літератури* оформляється 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].

**Список літератури: 1.** *Сосков А.Г., Соскова И.А.* Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. – К: Каравелла, 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 "ХПИ". – 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. Чекмарьов, 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.



**Луцков Валерій Сергійович**, професор, доктор технічних наук. Захистив диплом інженера, дисертації кандидата і доктора технічних наук в Харківському політехнічному інституті за фахом електричні машини і апарати, відповідно в 1973, 1987 і 2004 рр. Завідувач кафедрою "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** (на англійській мові).

***Rassalsky A.N., Luchko A.R., Konograj S.P., 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.

---

**Направлення (рубрики) тематичного випуску:**

- електричні машини;
- електричні апарати;
- 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.

## СОДЕРЖАНИЕ

### ***ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ***

---

***Автономова Л.В.***

Анализ электротермонапряженного состояния сильноточного гнездового зажима.....3

***Болюх В.Ф., Вінніченко О.І.***

Удосконалення методу метрологічної атестації гравіметричного пункту державної фундаментальної мережі .....8

***Варишмова И.С.***

Способ автоматической компенсации внешнего магнитного поля электротехнических устройств с несинусоидальными токами ..... 17

***Волкова О.Г., Лупиков В.С., Байда Е.И.***

Расчет упругопластических деформаций контактов с учетом поперечной составляющей силы ..... 26

***Григоренко І.В., Тверитникова О.Є., Коржов І.М.***

Стенд контролю основних характеристик теплових перетворювачів ..... 36

***Ємельянов В.Л., Гречко О.М.***

Аналітичний огляд конструкцій та систем керування вакуумних вимикачів ..... 40

***Король Е.Г., Лупиков В.С., Рудас Ю.Д.***

Оптимизация электромагнита компенсатора с ферромагнитным сердечником .....50

***Кругляк О.А., Корнєєв О.О., Гришук Ю.С.***

Розробка і дослідження щита постійного струму для підстанцій до 35 кВ..... 60

***Лупиков В.С., Варишмова І.С., Максименко М.В., Мар'єнко Р.Є., Михайленко А.М.***

Синтез Fuzzy Logic регуляторів для управління струмом електромагніта компенсатора магнітного поля ..... 75

### ***ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ***

---

***Галайко Л.П., Чалый А.А.***

Выбор ширины полюса статора и величины воздушного зазора в вентильно-индукторном двигателе рудничного электровоза ..... 81

### ***СИЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ПОЛЯ***

---

***Батыгин Ю.В., Воробьев В.В., Гнатов А.В., Гнатова Щ.В., Сериков Г.С., Чаплыгин Е.А.***

Расчетные характеристики магнитно-импульсной установки для обработки металлов серий импульсов ..... 86

### ***ВИКОРИСТАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЙ***

---

***Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г., Вакуленко А.А.***

Синтез двукратноинтегрирующей системы векторного управления одно-массовым асинхронным электроприводом с нелинейной нагрузкой ..... 96

***Варишимова И.С., Гелярговская О.А., Король Е.Г., Крюкова Н.В., Лелюк Н.А., Литвиненко В.В., Луников В.С., Седова Е.А.***

Метод мультиградиентного направленного охлаждения или нагрева малых объектов ..... 112

***Дубик В.М.***

Защита плодовых культур от насекомых-вредителей ..... 123

***Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Волошко А.В., Бовдуй И.В., Винниченко Е.В.***

Синтез цифрового робастного управления индивидуальными приводами прокатных валков с синхронными двигателями с учетом их взаимного влияния через прокатываемый металл ..... 130

***Михайлюк В.М., Себко В.В., Шапорев В.П.***

Одна из возможных конструкций реактора для реализации процесса высокоскоростного пиролиза органических отходов и реакторная схема на его основе ..... 138

***Мороз А.Н., Черенков А.Д.***

Анализ способов извлечения шерстного жира из сточных вод фабрик первичной обработки шерсти ..... 146

***Северин В.П., Боллох В.Ф., Гордеева Н.А.***

Математическая модель непосредственного электропривода на базе линейного шагового двигателя для управления дверями электроподвижного состава ..... 152

***Стенук А.В.***

Микроволновая регенерация дизельных фильтров очистки ..... 159

***Черепнев И.А., Мороз И.А.***

Изучение влияния электромагнитных полей на развитие воспалительных процессов живых организмов на основе неравновесной термодинамики ..... 163

**ABSTRACTS** ..... 169

Вимоги до оформлення статей ..... 175

Наукове видання

**ВІСНИК**  
**НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ**  
**"ХПІ"**

Збірник наукових праць

**Тематичний випуск**  
**"Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів.**  
**Теорія і практика"**

**№ 12'2011**

Відповідальний за випуск: *І.Б. Обухова*  
Науковий редактор: *В.С. Лушков*  
Технічні редактори: *Н.В. Себякіна, І.С. Варшамова*

Обл.-вид. № 61-11

Підп. до друку 22.04.2011 р. Формат 60×84 1/16. Папір офісний.  
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 10,4. Наклад 300 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". 2011. № 12*