

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ

МАТЕРІАЛИ ВСЕУКРАЇНСЬКОЇ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

6-7 квітня 2017 року

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
м. Миколаїв, проспект Центральний, 3

МАТЕРІАЛИ

Миколаїв 2017

УДК 681.5:621.3

ББК 81а73

П 75

Сучасні проблеми автоматики та електротехніки: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції. – Миколаїв: НУК, 2017. – 57 с.

У збірнику подані матеріали Всеукраїнської НТК "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки".

Розглянуті питання теорії, практики та розвитку електромеханічних систем і пристроїв суднового та загальнопромислового призначення, а також електротехнологічного та інформаційно-вимірювального обладнання.

Збірник може бути корисним для наукових співробітників, викладачів, інженерів та студентів.

ОРГАНІЗАТОРИ:

1. МОН України;
2. Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова;
3. Академія наук суднобудування України;
4. Одеська національна морська академія;
5. Херсонська державна морська академія.

Матеріали публікуються за оригіналами, наданими авторами. Претензії до організаторів не приймаються.

Комп'ютерна верстка:
Відповідальний за випуск:

М. Ю. Гелюс
О. О. Черно

© Видавництво НУК, 2017

© Національний університет кораблебудування, 2017

ІНФОРМАЦІЯ ДЛЯ АВТОРІВ



НАУКОВО-ТЕХНІЧНІ КОНФЕРЕНЦІЇ

НАЦІОНАЛЬНОГО УНІВЕРСИТЕТУ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ



<http://conference.nuos.edu.ua>

Для участі у конференції необхідно:

- На сайті конференцій НУК обрати конференцію за вашим напрямком
- На сторінці обраної конференції заповнити анкету учасника у розділі «Реєстрація»
- Пройти процедуру верифікації (для співробітників та студентів НУК даний етап пропускається)
- Завантажити тези доповідей у систему
- Оплатити участь (за допомогою платіжної системи НУК або платіжним дорученням)

На сторінці обраної конференції ви знайдете:

- Інформацію щодо організаторів
- Дату та місце проведення конференції
- Регламент та робочі мови конференції
- Напрямки роботи конференції
- Вимоги до оформлення тез доповідей
- Вартість участі у конференції
- Інформаційний лист конференції
- Сторінку конференції на **facebook**
- Архів конференцій НУК за попередні роки

Контактна інформація:

кім. 456, просп. Героїв Сталінграда, 9, м. Миколаїв, 54025
+(380512)70-91-04; 70-91-00; fax: +(380512)43-07-95; e-mail: conference@nuos.edu.ua

СЕКЦІЯ 1. АВТОМАТИКА, ІНФОРМАЦІЙНО-КЕРУЮЧІ СИСТЕМИ І ПРИСТРОЇ

УДК 621.316

Ван Чи, студент магістратури

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

СЛІДКУВАЛЬНА СИСТЕМА НА ОСНОВІ П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА

Ціль роботи – синтез сліdkувальної системи автоматичного керування на основі використання п'єзоелектричного двигуна з погляду можливості зміни режиму роботи від безперервного обертання до крокового переміщення. В цьому випадку зміна величини кроку проводиться за рахунок зміни тривалості t_k керованого імпульсу живлення залежно від величини амплітуди вхідного сигналу розузгодження. Величина цього кроку може змінюватися в значних межах (від сотень кутових градусів до одиниць кутових секунд) [1].

Реверсивний п'єзоелектричний двигун в таких системах розглядається як два незалежні двигуни на загальному валу, кожний з яких незалежно від іншого здійснює обертання в свою сторону.

На рис. 1 представлена блок-схема такої системи.

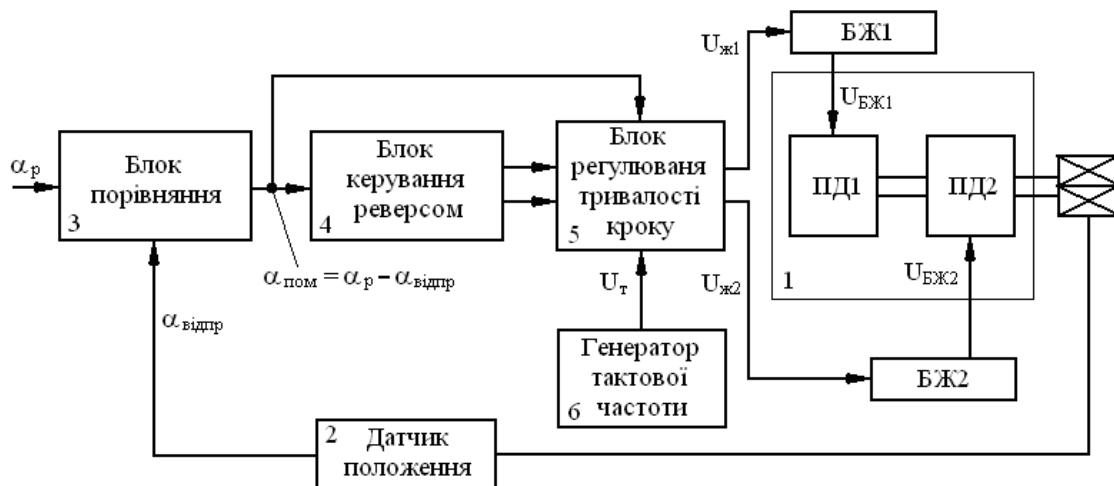


Рис. 1. Блок-схема сліdkувальної системи на основі п'єзоелектричного двигуна

Система містить: п'єзоелектричний двигун 1 реверсивного обертання, представлений у вигляді двох незалежних п'єзоелектричних двигунів однонаправленого обертання ПД1 і ПД2 із загальним валом і їх блоками живлення БП1 і БП2 відповідно; датчик зворотного зв'язку 2 (наприклад оптичний датчик кута); блок порівняння 3; блок управління реверсом 4; блок регулювання тривалості кроку 5; генератор тактової частоти 6.

Дослідження абсолютної стійкості системи керування деформацією п'єзоперетворювача для нано- і мікропереміщень при детермінованих діях проведемо на основі критерію Якубовича, який являє собою розвитком критерію абсолютної стійкості Попова. При описі системи використовуємо передавальну функцію лінійної частини системи $W(p)$ і гістерезисну функцію S_3 або S_1 п'єзоперетворювача при подовжньому і поперечному п'єзоэффектах [2].

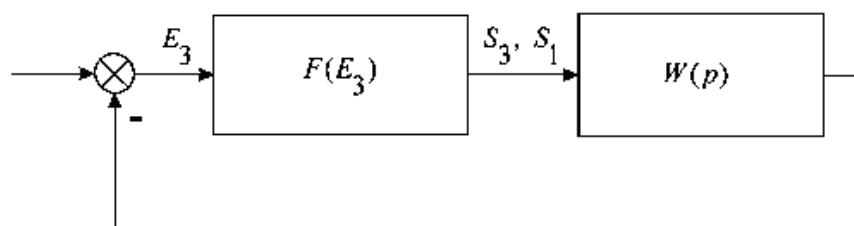


Рис. 2. Узагальнена структурна схема системи керування деформацією п'єзоперетворювача

Знайдемо стаціонарну безліч системи керування деформацією п'єзоперетворювача при стійкій лінійній частині системи керування. На площині (E_3, S_3) проведемо пряму A з рівнянням $E_3 + W(0)S_3 = 0$, де $W(0)$ – значення передавальної функції лінійної частини системи керування при $p \rightarrow 0$. Безліч точок M перетину цієї прямої з гістерезисною характеристикою являє собою відрізок прямої, який виділений на рис. 3.

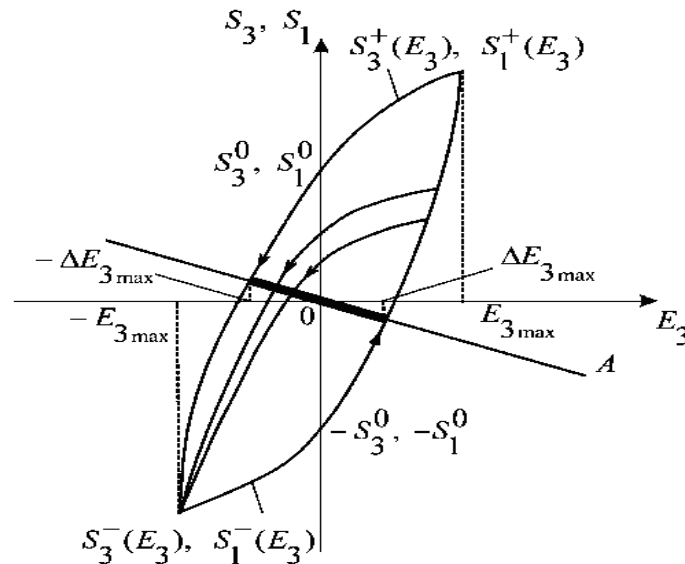


Рис. 3. Гістерезисна характеристика п'єзоперетворювача при подовжньому та поперечному п'єзоефекті

Нехай E_{30} , S_{30} – стаціонарне рішення системи. Тоді отримуємо

$$E_{30} + W(0)S_{30} = 0, \quad (2)$$

Таким чином, стаціонарною безліччю M системи буде виділений безліччю пар (E_{30}, S_{30}) відрізок прямої A . Кожній точці перетину гістерезисної нелінійності з приватними циклами і прямою A відповідає одне положення рівноваги з координатами (E_{30}, S_{30}) [3].

Безліч положень рівноваги системи керування деформацією п'єзоперетворювача при подовжньому або і поперечному п'єзоефекті стійко, якщо виконується отримані умови на похідну гістерезисної характеристики при максимальній напруженості електричного поля в п'єзоперетворювачі. Отримані умови абсолютної стійкості системи керування деформацією п'єзоперетворювача дозволяють проводити синтез пристроїв системи, що коректують.

Список використаних джерел:

1. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: «Энергоатомиздат», 1987.
2. Петренко С. Ф. Пьезоэлектрический двигатель в приборостроении. – К.: «Корнійчук», 2002. – 96 с.
3. Смирнов А. Б. Мехатроника и робототехника. Системы микроперемещений с пьезоэлектрическими приводами. – С.-П.: СПбГПУ, 2003.

УДК 621.314.2

Вінниченко І. Л.

Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв

ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИЙ АЛГОРИТМ КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ

При живленні обладнання, встановленого на борту автономних рухомих об'єктів, яке часто являє собою активно-індуктивне навантаження, важливим аспектом є підтримання синусоїдальної форми вхідної напруги чи струму із низьким коефіцієнтом гармонік при параметрах навантаження, що змінює свій характер під час роботи пристрою. Забезпечення заданої форми вихідної напруги успішно здійснюється за допомогою імпульсного перетворювача в якості вторинного джерела живлення [1-2]. Проте умова жорсткої комутації силових транзисторів такого перетворювача значно впливає на його ККД. Саме тому розробка перетворювача частоти на базі імпульсного інвертора із переключенням транзисторів при нульовому значенні напруги чи струму є актуальною проблемою.

Базуючись на вище перерахованих вимогах запропоновано схематехнічне рішення перетворювача частоти (рис. 1), який поєднує в собі принцип імпульсної модуляції та енергоефективний алгоритм комутації силових транзисторів та забезпечує вихідну синусоїдальну напругу із низьким коефіцієнтом гармонік як при активному, так і при індуктивному характері навантаження.

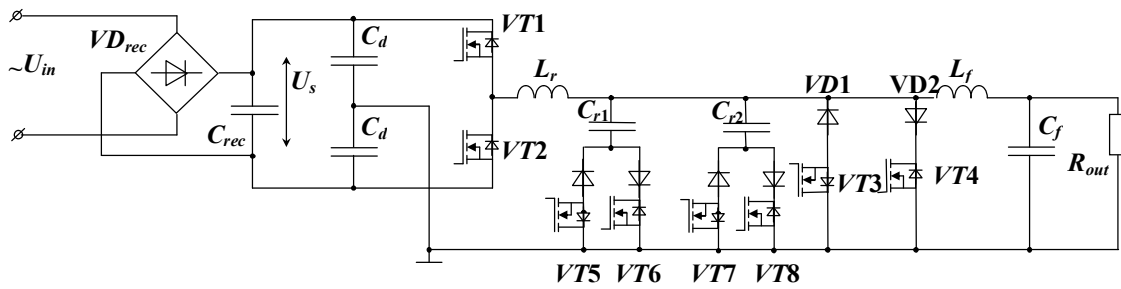


Рис. 1

Комутація транзисторів півмоста $VT1$, $VT2$ здійснюється в моменти часу, що розраховуються відповідно до наступного закону керування [3]:

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \arccos \left(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f \delta}{k_u} \right), \quad (1)$$

де $k_f = f_{out}/f_r$ – відносна частота вихідної напруги, $k_u = (2U_{out_max})/U_s$ – відносна вихідна напруга, $n_i = t/T_r$ – відносний час замикання ключів, δ – коефіцієнт, що враховує задану точність математичної моделі. При цьому комутація транзистора $VT1$ здійснюється при позитивній півхвилі вихідної напруги, а транзистора $VT2$ – при від'ємній півхвилі вихідної напруги.

Для комутації струму через дросель вихідного фільтру в інтервалі розімкнених силових ключів інвертора використовуються додаткові ключі $VT3$, $VT4$, які визначають напрямок струму, що комутується, за допомогою діодів $VD1$, $VD2$ відповідно. У випадку активного навантаження напрямку струму крізь навантаження завжди співпадає з напрямком вихідної напруги. Тому для позитивних напівхвиль вихідної напруги і струму необхідно відкривати додатковий ключ $VT3$, а у випадку від'ємних напівхвиль потрібно відкривати ключ $VT4$. В комутації додаткових транзисторів інвертора при відкритих силових ключах нема потреби завдяки природній комутації діодів.

У випадку активно-індуктивного навантаження напрямку струму через навантаження в деякі інтервали часу співпадає з напрямком вихідної напруги. В ці інтервали часу комутація додаткових транзисторів $VT3$, $VT4$ здійснюється аналогічно розглянутому випадку активного навантаження. Проте протягом певного часу напрямку струму через навантаження не співпадає із напрямком вихідної напруги, що зумовлено характером навантаження. В цьому випадку для передачі енергії в навантаження виникає потреба закривати відповідний для поточної напівхвилі вихідної напруги додатковий транзистор протягом часових інтервалів, при яких основний силовий ключ інвертора є відкритим, та відкривати його в момент закриття основного транзистора.

Логіку замикання основних і додаткових ключів наведено в табл. 1.

Таблиця 1

U_{out}	I_{out}	X_{VT1}	X_{VT2}	U_{C_rez}	X_{VT3}	X_{VT4}
≥ 0	< 0	1	0	1	0	0
≥ 0	< 0	0	0	0	0	1
> 0	≥ 0	1, 0	0	1, 0	1	0
≤ 0	> 0	0	1	1	0	0
≤ 0	> 0	0	0	0	1	0
< 0	≤ 0	0	1, 0	1, 0	0	1

Логічні рівняння, що визначають логіку комутації додаткових транзисторів перетворювача та відповідають таблиці 1, мають наступний вигляд:

$$X_{VT3} = (U_{out} > 0) \cdot (I_{out} \geq 0) \cdot \overline{X_{VT2}} + (U_{out} \leq 0) \cdot (I_{out} > 0) \cdot \overline{X_{VT1}} \cdot \overline{X_{VT2}} \cdot \overline{U_{C_rez}};$$

$$X_{VT4} = (U_{out} < 0) \cdot (I_{out} \leq 0) \cdot \overline{X_{VT1}} + (U_{out} \geq 0) \cdot (I_{out} < 0) \cdot \overline{X_{VT1}} \cdot \overline{X_{VT2}} \cdot \overline{U_{C_rez}}.$$

Конденсатор C_{r2} , ємність якого менша за ємність конденсатора C_{r1} , введено до схеми з метою зниження пульсацій вихідної напруги на проміжках, коли вихідний струм значно наближується до нуля. Для комутації резонансних конденсаторів використовуються транзистори $VT5$ – $VT8$, причому $VT6$ та $VT8$ замикаються при позитивній півхвилі вихідної напруги, а $VT5$ та $VT7$ – при від'ємній півхвилі.

Проведено моделювання роботи перетворювача в середовищі Matlab при наступних параметрах перетворювача: $C_{r1} = 100$ нФ, $C_{r2} = 25$ нФ, $L_r = 2,5$ мГн, $C_f = 4$ мкФ, $L_f = 1,8$ мГн, $R_{out} = 5$ Ом, $L_{out} = 5$ мГн. На рис. 2 наведено епюри імпульсів вихідної напруги та керуючі сигнали на основних ключах перетворювача $VT1$ – $VT2$, і додаткових ключах $VT3$ – $VT4$ при індуктивному навантаженні.

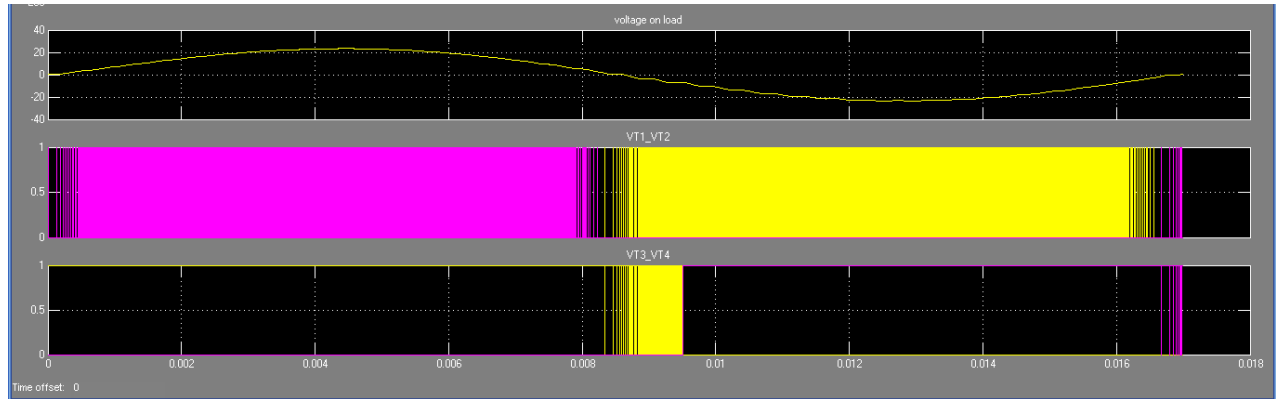


Рис. 2

Завдяки запропонованому способу комутації силових транзисторів вихідна напруга має синусоїдальну форму, а її Фур'є-аналіз показує коефіцієнт гармонік 3,43 %. Це значення більше ніж для випадку активного навантаження (який при тих самих параметрах схеми становить 1,35%), але достатньо низьке.

Висновки. Запропоновано схемотехнічне рішення та принцип комутації силових транзисторів перетворювача частоти, що дозволяє отримати напругу на навантаженні синусоїдальної форми із низьким коефіцієнтом гармонік як при активному, так і при індуктивному характері навантаження. Моделювання роботи перетворювача показало коректну роботу перетворювача на індуктивне навантаження при обраному способі комутації його ключів та дозволило оцінити коефіцієнт гармонік вихідної напруги перетворювача.

Список використаних джерел:

1. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование [Текст] / М. Браун – Киев: «МК-Пресс», 2007. – 288 с.
2. Bose B. Modern power electronics and AC drives [Text] / Bimal Bose. Prentice-Hall Inc., 2002, 738 p.
3. Павлов Г. В. Математическая модель преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [Текст] / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубов, М. В. Покровский // «Електротехніка і електромеханіка». Спеціальний випуск до XXII Міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність», Том II. – Харків: НТУ «ХПІ», 2016 р. – № 4(2). – с.75-80.

УДК 681.518

Грешнов А.Ю., Двирная О.З.

Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, г. Николаев

АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ПРОБЛЕМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ В МОРСКИХ ПОРТАХ

Современные морские порты в мировой транспортной системе являются фундаментальными звеньями, связующими экономику разных стран и отражающими уровень развития экономики страны-экспортера.

В силу объемов хранимой и транспортируемой продукции, а также индивидуальных подходов к хранению каждого вида экспортируемого товара, на территориях морских портов внедряют информационно-измерительные системы, с целью повышения качества работы, а также сокращения времени на выполнение разного рода задач.

Измерение огромного числа физических величин, таких как температура, уровень, влажность, вес и т.д., требует разработки измерительных систем, которые бы получали информацию автоматически, без

непосредственного участия человека, а также формировали отчеты о проведенных измерениях и сохраняли данные для анализа.

Современные системы измерения, используемые на сегодняшний день, позволяют проводить указанные замеры, хотя в силу стремительного роста объемов продукции, а также повышенных требований со стороны импортера данные информационно-измерительные системы в морских портах имеют ряд недостатков, требующих дополнительных разработок и инновационных решений касательно каждой отдельной системы.

Проблемы информационной обеспеченности современных морских портов раскрываются на страницах трудов большинства ученых [1 – 3].

Многие разработки нашли свое применение в данной сфере и успешно функционируют по сегодняшний день, однако анализ функционирования подобных систем, выделение их положительных и отрицательных сторон при эксплуатации на реальном предприятии раскрыты не полностью и требуют дополнительного исследования.

На сегодняшний день морские порты обеспечивают бесперебойную работу промышленной отрасли. Морским транспортом в огромных количествах перевозят такие грузы, как зерно, нефтепродукты, уголь, руду, кокс, металлы и т.д. Современные морские порты, с целью повышения продуктивности и точности измерений, а также сокращения времени на обработку полученных результатов, принято оборудовать инновационными техническими решениями в виде информационно-измерительных систем (далее ИИС), которые целиком и полностью ориентированы на работу в современных морских портах.

В общем виде ИИС обладают следующими характеристиками (носят преимущественный характер): являются связующим звеном между измерительными датчиками и объектом измерения; обладают гарантированной точностью и возможностью установки уровня метрологической точности; имеют возможность преобразовывать полученную информацию с датчиков в вид, понятный пользователю, при этом выполнять оценку и анализ измеряемых величин.

Рассмотрим основные функциональные особенности измерительных систем в рамках работы с нефтью, зерном и углем на территории морского порта.

Нефть. Существующая инфраструктура современных систем измерения нефти на нефтетерминалах морских портов состоит из датчиков температуры, уровнемеров и сигнализаторов уровня нефти. Вся информация передается по каналам связи на персональный компьютер, который укомплектован программным обеспечением, работа которого направлена на оценку текущего состояния резервуаров с нефтью, а также хранению архивной информации по предыдущим измерениям, с целью формирования комплексного отчета по работе. Основными преимуществами ИИС, используемых на нефтетерминалах морских портов, являются: контроль аварийного максимального уровня нефти в емкости сброса; контроль уровня заполнения нефтью резервуаров; температурный контроль резервуаров; контроль за технологическим оборудованием; управление технологическим оборудованием; сбор и хранение всей информации по всем резервуарам и анализ ее, что существенно повышает качество, достоверность и быстроту инвентаризации; контроль без отрыва от производства, т.е. измерения проводятся во время эксплуатации резервуаров.

Несмотря на указанные преимущества, системы измерений нефтепродуктов имеют ряд недостатков: сложность архитектуры персонального компьютера, в силу необходимого количества наличия входов для всех датчиков (при радиальной структуризации); в большинстве случаев, возможность наращивания структуры ограничена; инерционность системы; низкая перегрузочная способность; влияние температуры на достоверность конечных результатов; разброс параметров измеренных величин.

Уголь. Угольная промышленность Украины характеризуется значительными объемами добычи и первичной переработки каменного и бурого угля, с целью экспорта, в том числе при помощи морских портов.

На территории морских портов уголь хранится на открытых территориях, погрузка осуществляется автотранспортом. С целью автоматизации учета по погрузке/отгрузке угля на морских портах используются ИИС.

К основным преимуществам ИИС, следует отнести: контроль температурного уровня угля (при погрузке температурный уровень не должен превышать 35° С); оценка влажности (максимально допустимая влажность угля при погрузке не должна превышать 15%); весовой контроль, предоставление данных для определения причины возникшего отклонения фактических показателей от плановых; архивация и сохранение данных касательно предыдущих отгрузок угля и составление отчета.

Однако, в силу конструктивных особенностей, выявляют ряд недостатков ИИС, влияющих на качество конечного результата измерений: плохая перегрузочная способность; относительно малое быстродействие; повышенные требования к датчикам, устанавливаемым на терминале; обязательная стабильность входных сигналов.

Хотя, в большинстве случаев, выявленные недостатки исключаются непосредственно в рамках определенного случая, т.е. работы конкретной ИИС в морском порту, путем модернизации датчиков либо, в отдельных случаях, снижением уровня метрологической точности.

Зерно. В силу больших объемов обрабатываемого зерна на территории морских портов целесообразно устанавливать автоматизированные измерительные системы, которые обеспечивают учет параметров поступающего (отгружаемого) и находящегося в емкостях (на элеваторе) зерна на хранении. Такие системы включают в себя ряд датчиков, установленных в рамках элеватора, и программного обеспечения, которое непосредственно обрабатывает информацию, поступающую с датчиков, и выводит на экран результаты в виде, понятном пользователю (оператору). Для хранения зерна в морских портах применяются емкости с плоским дном, оснащенные системами аэрации и температурного контроля.

ИИС, используемые для измерения параметров хранения зерна, имеют как ряд преимуществ, так и ряд недостатков: возможность контроля уровня загрузки (верхний и нижний уровни); учет накопленного зерна; температурный контроль; контроль воздушной среды, воздухообмена, естественное проветривание, насыщение воздухом, кислородом; комплексное управление процессом загрузки и контроль параметров хранения зерновой продукции; автоматическая остановка транспортного оборудования при полной (достаточной) загрузке элеватора; блокировка возможности включения транспортного оборудования при полной (достаточной) загрузке элеватора; блокировка возможности включения транспортного оборудования в неправильной последовательности включения; минимизация нагрузки элеватора.

К основным проблемам, которые влияют на общее состояние измерительных систем в морских портах, следует отнести: устаревшую материальную базу, требующую первоочередного перевооружения; низкий уровень финансирования и прозрачности административной деятельности; нехватку специализированных работников, деятельность которых направлена непосредственно на обслуживание современных информационно-измерительных систем; недогруз портовых мощностей; недостаточность проработки вопросов управления и планирования.

Современные информационно-измерительные системы, используемые на территории морских портов, в связи со стремительным развитием средств искусственного интеллекта, совершенствуются и при условии поступления необходимого финансирования в ближайшем будущем выйдут на мировой уровень автоматизации.

Выводы. Одной из приоритетных задач инновационного развития ИИС, используемых на территории морских портов, является расширение номенклатуры измеряемых величин, модернизация мостов передачи данных с целью снижения уровня разброса метрологических величин, снижение уровня воздействия внешних данных на показания измерительных датчиков.

Перспективы дальнейших разработок в данном направлении направлены на реализацию поставленных задач, как одного из приоритетных направлений повышения уровня производительности и экспортного потенциала морских портов.

Список использованных источников:

1. Макеева Ю.Н. Организация и технология перегрузочных процессов в портах. Оптимизация технологических схем: учебное пособие для ВУЗов / Ю.Н. Макеева; Ростовский государственный университет путей сообщения. – Ростов-на-Дону, 2007. – 237 с.
2. Драшкович М. Направления и примеры применения информационных технологий в интегрированной логистике морских портов / М. Драшкович, А. В. Дорохов // Системи обробки інформації. – 2010. – Вип. 6. – С. 233-239. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/soi_2010_6_53.
3. Зубков В. Транспортно-логистическая система Украины и транспортные коридоры // Порты Украины – 2014 – №5.

УДК 004.896

Еременко А. П.

Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, г. Николаев

КОМПЛЕКСИРОВАННАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ МОРЕПЛАВАНИЯ

Одной из основных задач, решаемых судовыми системами обеспечения безопасности мореплавания (СОБМ), которые относятся к информационно-навигационным системам, является оценка параметров динамики судна, идентификация его математической модели и оценка параметров ветро-волновых воздействий, в частности, оценка средней высоты волн и их спектра [1].

Для решения данной задачи широко используются бортовые инерциальные измерительные блоки (ИИБ), в том числе на основе микромеханических гироскопов и акселерометров, для определения параметров динамики судна и судовые радиолокационные системы (РЛС) для оценки спектра и высоты волн [2]. Как показано в [3], точность этих систем в целом является недостаточной.

В таком случае возникает необходимость комплексированной обработки информации, позволяющей получить оптимальные оценки при наличии стохастических воздействий на судно как на динамическую систему, и на измерительные системы. Целью данной работы является анализ возможных способов и алгоритмов совместной обработки информации, поступающей от ИК и РЛС.

При этом радиолокационное изображение (РЛИ) волнения изменяется при крене судна, и периодические изменения РЛИ могут быть использованы как источник информации о крене судна для дополнительной коррекции информации, поступающей от ИИБ. Для оценки высоты волн может быть использован радиолокационный способ [3], а также способ [4] основанный на анализе сигналов ИИБ при условии, что известна математическая модель качки судна, а ее коэффициенты определены для заданной формы корпуса судна на основе аппроксимации ее контурами Льюиса.

Представляется перспективным использование комплексированной обработки информации, при которой одни и те же параметры определяются одновременно различными способами с последующим оптимальным оцениванием результатов

Для оптимального оценивания высоты волн и спектральной плотности предлагается использовать расширенный фильтр Калмана (РФК), позволяющий формировать оценку вектора состояния на основе уравнений

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^- &= f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}, 0), \quad P_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T, \\ K_k &= P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1}, \quad \hat{x}_k = \hat{x}_{k-1}^- + K_k (z_k - h(\hat{x}_{k-1}^-, 0)), \quad P_k = (I - K_k H_k) P_k^-, \end{aligned}$$

где $\hat{x}_k^-$, $\hat{x}_k$ – априорная и апостериорная оценки вектора состояния системы, компонентами которого являются высота волн, параметры функции, аппроксимирующей спектральную плотность волнения, параметры качки судна; P_k – матрица ковариации вектора состояния, f, h – функции, описывающие наблюдаемый динамический процесс и модель измерений соответственно, z_k – вектор измерений, K_k – коэффициент усиления фильтра, Q_k, R_k – матрицы ковариации шума процесса и шума измерений соответственно, W_k, V_k – матрица Якоби, содержащие частные производные функции f и h по компонентам векторов шума процесса w_k и измерений v_k соответственно.

Выводы. В работе рассмотрены способы обработки измерительной информации, поступающей от ИИБ и РЛС в составе СОБМ, позволяющие повысить точность оценивания параметров волновых воздействий и параметров качки судна. Применение РФК позволяет учесть нелинейные функциональные преобразования погрешностей, присущие РЛИ морского волнения, а также спектральной характеристике волнения и сигналам ИИБ на основе микромеханических датчиков. Реализация рассмотренных способов в программном обеспечении СОБМ позволит повысить точность оценивания параметров волновых воздействий и параметров качки судна, что в конечном итоге позволит формировать достоверные рекомендации капитану судна по выбору режима штормования.

Список использованных источников:

1. Еременко А. П., Жуков Ю. Д. Интеллектуальная бортовая система обеспечения безопасности мореплавания // Электротехнические и компьютерные системы. – Одесса: ОПУ, 2016. – № 22 (98). – С. 293-300.
2. Жуков Ю. Д., Еременко А. П. Построение систем обеспечения безопасности мореплавания на основе холонических агентов // Судостроение и морская инфраструктура. – Николаев: НУК, 2015. – № 2 (4). – С. 86-95.
3. Yoshida H., Orihara H., Yamasaki K. Long-Term Wave Measurement by an Onboard Radar Wave Meter and Prediction of Ship Motions Based on the Onboard Wave Measurements // Proceedings of the ASME 2015 34th International Conference on Ocean, Offshore and Arctic Engineering OMAE2015, St. John's, Newfoundland, Canada, May 31–June 5, 2015. – V. 11. – P. V011T12A053, doi: 10.1115/OMAE2015-42280
4. Iseki T., Baba M., Hirayama K. Hybrid Bayesian Wave Estimation for Actual Merchant Vessels // Proceedings of Marine Navigation and Safety for Sea Transportation, Maritime Transport and Shipping (TransNav2013), 2013. – P. 293-298.

УДК 629.12: 62-529

Кабалава Г. З., Фоменко Е. Л.

Херсонська філія Національного університету кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Херсон

СЕНСОРНІ ПРИСТРОЇ ДЛЯ БЕЗПЛАТФОРМНОЇ ІНЕРЦІАЛЬНОЇ НАВІГАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ

Безплатформні інерціальні навігаційні системи (БІНС) широко використовуються на повітряному і морському транспорті для визначення власних координат і орієнтації у просторі. БІНС є важливою складовою системою автоматичного керування (САК) автономних транспортних засобів, які рухаються по заданій траєкторії (маршруту). До них відносяться автономні підводні апарати (АПА), безкіпажні надводні судна (БНС) а також гібридні системи АПА-БНС [1]. Крім того, використання БІНС в САК рухом самохідних прив'язних підводних систем (СППС) також може бути перспективним. Таким чином, розробка та побудова вітчизняних БІНС є актуальною задачею.

На даний час розроблені БІНС на основі датчиків лінійних та кутових прискорень з лазерними, волоконно-оптичними, динамічно-вібраційними мікро-механічними чутливими елементами, зокрема такими що виготовлені на основі MEMS-технологій.

MEMS датчики лінійних та кутових прискорень з мікро-механічними чутливими елементами виробляються в значних кількостях рядом компаній (Analog Devices, Fairchild, Westinghouse, Honeywell, Integrated Sensing Systems, Epson Toyocom, ST Microelectronics та іншими). В середньому сучасний MEMS датчик коштує від 1,5 долара за одиницю. Маса-габаритні показники MEMS датчиків незначні, наприклад розмір корпусу п'єзогіроскопу Epson XV-8000 становить 6x4,8x3,3 мм [2], а тривісного акселерометра LI302DL виробництва ST Microelectronics лише 3x5x0,9 мм, а вага – 0,4 г [3]. Вказані розміри відносяться до готових пристроїв в корпусі з контактами.

Компанія InvenSense випускає інтегрований 6-координатний датчик MPU-6000, який сполучає на одному кристалі 3-х осьовий гіроскоп, 3-х осьовий акселерометр, процесор «Digital Motion Processor» (DMP) і низку інших корисних блоків. Таке рішення дозволяє позбутися проблеми помилки в орієнтації гіроскопів та акселерометрів [4]. DMP також здатний обробляти 9-координатні алгоритми, які дозволяють додатково підключити до MPU-6000 3-х осьовий магнітометр, або інші датчики через шину I²C без використання системного процесора.

Вбудовані 16-розрядні АЦП дозволяють одночасне здійснення вибірки всіх акселерометрів, що не вимагає зовнішнього мультиплексора, а FIFO буфери – збереження інформації по 8 виборкам. Чутливість гіроскопів 0,5 °/с. Чутливість акселерометрів 4,9 мг. Датчики MPU-6000 мають компактний корпус з 24 контактами і розмірами 4x4x0,9мм. Даний пристрій, враховуючи інші його характеристики, може бути основою для побудови нескладних БІНС.

У БІНС гіроскопи та акселерометри жорстко встановлюють безпосередньо на корпусі об'єкта керування (ОК), переважно в його центрі мас. Відсутність горизонтальної платформи потребує відтворення відповідної навігаційної системи координат аналітично. Обчислення навігаційної системи координат здійснюється на основі сигналів, що надходять від гіроскопів. Перепроєктуючи сигнали акселерометрів у навігаційну систему координат і виділяючи з їхніх показань сигнали, що є прискореннями ОК, в обчислювачі БІНС аналітично визначається напрямок вертикалі, при цьому розв'язується задача визначення кутової орієнтації, кутів крену, диференту, курсу. Наступні розрахунки поточних координат зводяться до інтегрування отриманих прискорень і розв'язання навігаційної задачі обчислення шляху за відомими координатами точки старту і безперервною інформацією про величину і напрямок вектору швидкості в обраній навігаційній системі координат.

Точність отриманої навігаційної інформації визначається точністю самого методу обчислення та швидкістю обчислювача, точністю датчиків первинної навігаційної інформації та розрядністю АЦП, величиною збурень, викликаних неконтрольованим рухом ОК, які засмічують корисні сигнали.

Список використаних джерел:

1. В.С. Блінцов. Сучасні завдання проектування та створення засобів морської робототехніки. [Текст] / В.С. Блінцов, д.т.н., проф.; П.С. Куценко, аспірант; Надточій А.В., викладач; В.В. Соколов, інженер // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці – 2016. – С. 338 – 339.
2. Характеристики гіроскопа Epson XV-8000 [електронний ресурс] // Сайт «alldatasheet» – Режим доступу: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/272731/epson/toyocom/xv-8000cb.html>
3. Новые датчики ускорений (акселерометры) компании ST Microelectronics [електронний ресурс] // Сайт «Компоненты и технологии» – Режим доступу: http://kit-e.ru/articles/sensor/2009_02_28.php
4. MPU-6000 and MPU-6050 Product Specification Revision 3.4 [електронний ресурс] // Сайт «alldatasheet» – Режим доступу: <http://datasheet.elcodis.com/pdf/42/87/428797/mpu-6050.pdf>

УДК 681.5

Козлов О. В., Скакодуб О. С.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

ОПТИМІЗАЦІЯ РЕГУЛЯТОРІВ В СИСТЕМІ КЕРУВАННЯ ПЛАСТИНЧАТИМ ТРАНСПОРТЕРОМ ВУЗЛА ЗАВАНТАЖЕННЯ СПЕЦІАЛІЗОВАНОГО ПІРОЛІЗНОГО КОМПЛЕКСУ

Спеціалізовані піролізні комплекси (СПК) широко застосовуються для повної термічної утилізації цілих зношених автомобільних шин (АШ) і різномісних гумотехнічних виробів, що вийшли з експлуатації в екологічно безпечних й енергозберігаючих режимах [1]. Автоматизація СПК даного типу дозволяє суттєво підвищити точність керування технічними параметрами технологічного процесу безперервної термічної утилізації цілих зношених АШ та покращити якість отриманого на виході альтернативного палива. Стабілізація лінійної швидкості та переміщення пластинчатого транспортеру (ПТ) вузла завантаження реактора є однією з важливих задач автоматичного керування СПК для утилізації зношених АШ [1]. Можливість довантаження АШ та підтримання постійного значення їх кількості в реакторі дозволяє забезпечити роботу даного комплексу в безперервному режимі, що в свою чергу, дає змогу значно підвищити його ефективність роботи та економічні показники. Для вирішення вищенаведеної задачі авторами розроблено високоефективну систему автоматичного керування (САК), що забезпечує керування переміщенням та швидкістю руху ПТ вузла завантаження реактора СПК.

Функціональна структура розробленої авторами САК пластинчатим транспортером вузла завантаження реактора СПК наведена на рис. 1, де прийнято наступні позначення: ЗП – задавальний пристрій; РП – регулятор переміщення; РШ – регулятор швидкості; ПЧ – перетворювач частоти; АД – асинхронний двигун; Р – редуктор; КП – кінематичний ланцюг; $s_{\text{ПТ}}$ – задане значення положення стрічки ПТ; $\varepsilon_{\text{П}}$ – сигнал помилки керування переміщенням стрічки ПТ; $u_{\text{РП}}$ – вихідний електричний сигнал регулятора переміщення; $\varepsilon_{\text{Ш}}$ – сигнал помилки керування швидкістю ПТ; $u_{\text{РШ}}$ – вихідний електричний сигнал регулятора швидкості; $u_{\text{АД}}$, $f_{\text{АД}}$ – змінна напруга та частота живлення АД, які формуються у ПЧ; $\omega_{\text{АД}}$ – кутова швидкість обертання вихідного валу АД; $\omega_{\text{Р}}$ – кутова швидкість обертання вихідного валу редуктора; $v_{\text{ПТР}}$ – реальне значення швидкості лінійного переміщення ПТ; $s_{\text{ПТР}}$ – реальне значення положення стрічки ПТ; $u_{\text{ДШ}}$ – вихідний електричний сигнал датчика швидкості лінійного руху ПТ; $u_{\text{ДП}}$ – вихідний електричний сигнал датчика положення стрічки ПТ; $F_{\text{С}}$ – сила навантаження, що діє на кінематичний ланцюг ПТ.

Для досягнення високих показників якості керування лінійною швидкістю та переміщенням ПТ синтез регулятора переміщення та швидкості доцільно здійснювати на основі градієнтних методів параметричної оптимізації, які останнім часом широко застосовуються для синтезу регуляторів в системах керування складними технічними об'єктами [2].

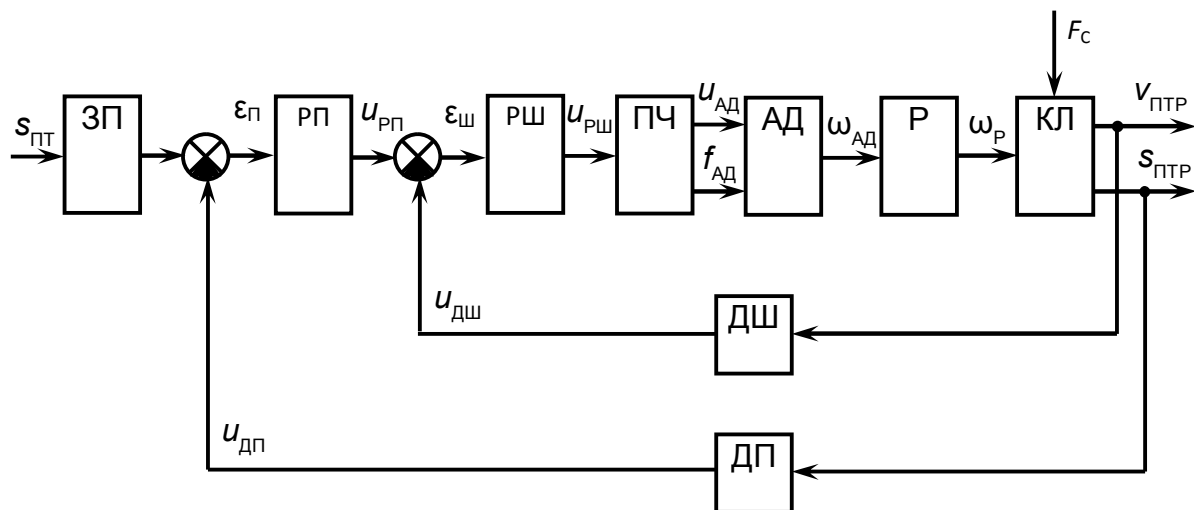


Рис. 1. Функціональна структура САК ПТ вузла завантаження піролізного реактора

Спочатку доцільно здійснювати синтез та оптимізацію ПІД-регулятора швидкості. В якості цільової функції в даному випадку виступає квадратичне інтегральне відхилення реального значення швидкості $v_{\text{ПТР}}$ від заданого $v_{\text{ПТ}}$

$$\min_{\mathbf{P}} J_{\text{ш}}(t, \mathbf{P}) = \min_{\mathbf{P}} \left[\int_0^T e(t, \mathbf{P})^2 dt \right] = \min_{\mathbf{P}} \left[\int_0^T (\nu_{\text{ПТ}}(t, \mathbf{P}) - \nu_{\text{ПТР}}(t, \mathbf{P}))^2 dt \right], \quad (1)$$

де вектор $\mathbf{P}$ є масивом параметрів ПІД-регулятора, що оптимізуються. В даному випадку

$$\mathbf{P} = \{K_{\text{ПШ}}; K_{\text{ІШ}}; K_{\text{ДШ}}\}, \quad (2)$$

де $K_{\text{ПШ}}$, $K_{\text{ІШ}}$, $K_{\text{ДШ}}$ – пропорційний, інтегральний та диференціальний коефіцієнти регулятора швидкості, відповідно.

Початкові значення коефіцієнтів $K_{\text{ПШ}}$, $K_{\text{ІШ}}$, $K_{\text{ДШ}}$ доцільно обрати рівними одиниці. Для пошуку оптимальних значень даних коефіцієнтів необхідно застосувати наступні ітераційні процедури:

$$K_{\text{ПШ}}[n+1] = K_{\text{ПШ}}[n] - \gamma[n] \frac{\partial J_{\text{ш}}(t)}{\partial K_{\text{ПШ}}} \Big|_{K_{\text{ПШ}}[n]}; \quad (3)$$

$$K_{\text{ІШ}}[n+1] = K_{\text{ІШ}}[n] - \gamma[n] \frac{\partial J_{\text{ш}}(t)}{\partial K_{\text{ІШ}}} \Big|_{K_{\text{ІШ}}[n]}; \quad (4)$$

$$K_{\text{ДШ}}[n+1] = K_{\text{ДШ}}[n] - \gamma[n] \frac{\partial J_{\text{ш}}(t)}{\partial K_{\text{ДШ}}} \Big|_{K_{\text{ДШ}}[n]}, \quad (5)$$

де γ – крок градієнтного спуску; n – номер ітерації. В свою чергу, в різних градієнтних методах коефіцієнт γ визначається різними шляхами.

Після оптимізації ПІД-регулятора швидкості доцільно оптимізувати параметри ПД-регулятора переміщення ПТ. В якості цільової функції в даному випадку виступає квадратичне інтегральне відхилення реально-го значення переміщення $s_{\text{ПТР}}$ від заданого $s_{\text{ПТ}}$

$$\min_{\mathbf{P}} J_{\text{П}}(t, \mathbf{P}) = \min_{\mathbf{P}} \left[\int_0^T e(t, \mathbf{P})^2 dt \right] = \min_{\mathbf{P}} \left[\int_0^T (s_{\text{ПТ}}(t, \mathbf{P}) - s_{\text{ПТР}}(t, \mathbf{P}))^2 dt \right], \quad (6)$$

де вектор $\mathbf{P}$ складається з наступних параметрів

$$\mathbf{P} = \{K_{\text{ПП}}; K_{\text{ДП}}\}. \quad (7)$$

Початкові значення коефіцієнтів $K_{\text{ПП}}$, $K_{\text{ДП}}$ також доцільно обрати рівними одиниці. Для пошуку оптимальних значень даних коефіцієнтів необхідно застосувати наступні ітераційні процедури:

$$K_{\text{ПП}}[n+1] = K_{\text{ПП}}[n] - \gamma[n] \frac{\partial J_{\text{П}}(t)}{\partial K_{\text{ПП}}} \Big|_{K_{\text{ПП}}[n]}; \quad (8)$$

$$K_{\text{ДП}}[n+1] = K_{\text{ДП}}[n] - \gamma[n] \frac{\partial J_{\text{П}}(t)}{\partial K_{\text{ДП}}} \Big|_{K_{\text{ДП}}[n]}. \quad (9)$$

Для виконання вищенаведених оптимізаційних процедур авторами розроблено спеціалізоване програмне забезпечення в середовищі Matlab Simulink, а саме програму «PID-optimal-gradient». Дана програма дозволяє здійснювати параметричну оптимізацію регуляторів в системах керування лінійними та нелінійними об'єктами на основі різних градієнтних методів пошуку, а саме: з постійним кроком, з подрібненим кроком, найшвидшого спуску.

Процедури синтезу та оптимізації параметрів регуляторів швидкості та положення ПТ вузла завантаження СПК на основі різних градієнтних методів параметричної оптимізації за допомогою вищенаведеного програмного забезпечення «PID-optimal-gradient» детально обговорюються в доповіді.

Результати математичного та комп'ютерного моделювання перехідних процесів САК ПТ вузла завантаження СПК підтверджують доцільність застосування градієнтних методів параметричної оптимізації та запропонованого програмного забезпечення для синтезу та оптимізації параметрів регуляторів швидкості та положення даної САК.

Список використаних джерел:

1. Козлов, О. В. Автоматизація процесів керування технологічними комплексами утилізації цілих зношених автошин / О. В. Козлов, Л. М. Маркіна, М. В. Рудюк // Наукові праці: Науково-методичний журнал, Серія "Комп'ютерні технології". – Миколаїв: ЧДУ ім. П.Могили, 2015. – Том 266, Випуск 254. – С. 131-137.
2. Kondratenko, Y. P., Kozlov, O.V., Korobko, O.V., Topalov, A.M. Synthesis and Optimization of Fuzzy Control System for Floating Dock's Docking Operations // Chapter in a book: "Fuzzy Control Systems: Design, Analysis and Performance Evaluation". – Wendy Santos (Eds.). – New York City, USA, Nova Science Publishers. – P. 141-215, 2017.

УДК 681.511.42:621.3.07

Черно А. А., к.т.н., доцент, Гуров А. П., к.т.н., профессор

Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, г. Николаев

АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВИБРАЦИОННОГО ПРИВОДА ПО РАЗНОСТИ ФАЗ МЕЖДУ ГАРМОНИЧЕСКИМИ СОСТАВЛЯЮЩИМИ ТОКА

Вибрационные установки применяются в различных отраслях промышленности для обеспечения многих технологических процессов [1]. Электромагнитный вибрационный привод значительно превосходит центробежный по надежности, сроку службы, возможности управления, диапазону рабочих частот и коэффициенту полезного действия (при работе на частоте, близкой к резонансной) [1, 2]. Но его область применения существенно ограничена из-за сложности и высокой стоимости системы автоматического управления (САУ), которая должна обеспечивать устойчивые колебания в околорезонансном режиме с заданной амплитудой [3]. Поэтому актуальной задачей является исследование возможности упрощения и снижения стоимости системы управления электромагнитным приводом вибрационных установок за счет сокращения числа используемых в ней датчиков.

Целью данной работы является создание цифровой системы автоматического управления электромагнитным вибрационным приводом, в которой автоподстройка частоты осуществляется по сигналу обратной связи, представляющему собой разность фаз между 3-й и 1-й гармониками тока.

Функциональная схема предложенной системы управления приведена на рис. 1.

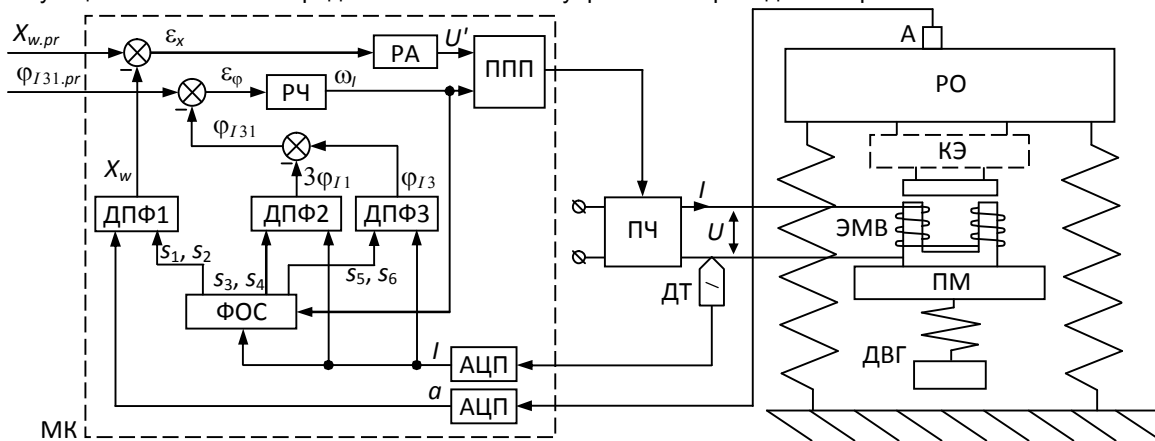


Рис. 1. Функциональная схема САУ

На схеме приняты следующие обозначения: МК – микроконтроллер; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ФОС – формирователь опорных сигналов; ДПФ1, ДПФ2, ДПФ3 – блоки дискретного преобразования Фурье; РЧ – регулятор частоты; РА – регулятор амплитуды; ППП – последовательный передатчик; ПЧ – преобразователь частоты; ДТ – датчик тока; А – акселерометр; РО – рабочий орган виброустановки; КЭ – конструкционные элементы; ЭМВ – электромагнитный вибратор; ПМ – промежуточная масса; ДВГ – динамический виброгаситель. Отсутствие абсолютно жесткого соединения якоря электромагнита и рабочего органа на схеме условно показано в виде расположенных между ними конструктивных элементов КЭ.

На основании уравнений, описывающих процессы преобразования цифровых сигналов, составляем динамическую структурную схему системы управления (рис. 2). На схеме приняты обозначения: I – ток в обмотке; a – ускорение рабочего органа; ω_l – частота тока; D_1 и D_N – логические функции, реагирующие на изменение знака сигнала с датчика тока; $H(x)$ – функция Хевисайда [4]; S_{j0} – сумма отсчетов, на которых D_1 принимает значение "1"; N – число периодов тока, по которому производится интегрирование; $\bar{X}$ – функция логического отрицания; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – фазы 1-й, 2-й и 3-й пар опорных сигналов соответственно; $s_1 \dots s_6$ – опорные синусоидальные сигналы; S_{a1} и S_{a2} – интегралы произведений ускорения на опорные сигналы по N периодам; S_{j1} и S_{j2} – интегралы произведений тока на опорные сигналы с частотой ω_l по N периодам; S_{j3} и S_{j4} – интегралы произведений тока на опорные сигналы с частотой $3\omega_l$ по N периодам; $X_{w.re}$ и $X_{w.im}$ – действительная и мнимая части комплексного перемещения рабочего органа; X_w – амплитуда перемещения рабочего органа; $I_{1.re}$, $I_{1.im}$, $I_{3.re}$ и $I_{3.im}$ – действительные и мнимые части 1-й и 3-й гармоник

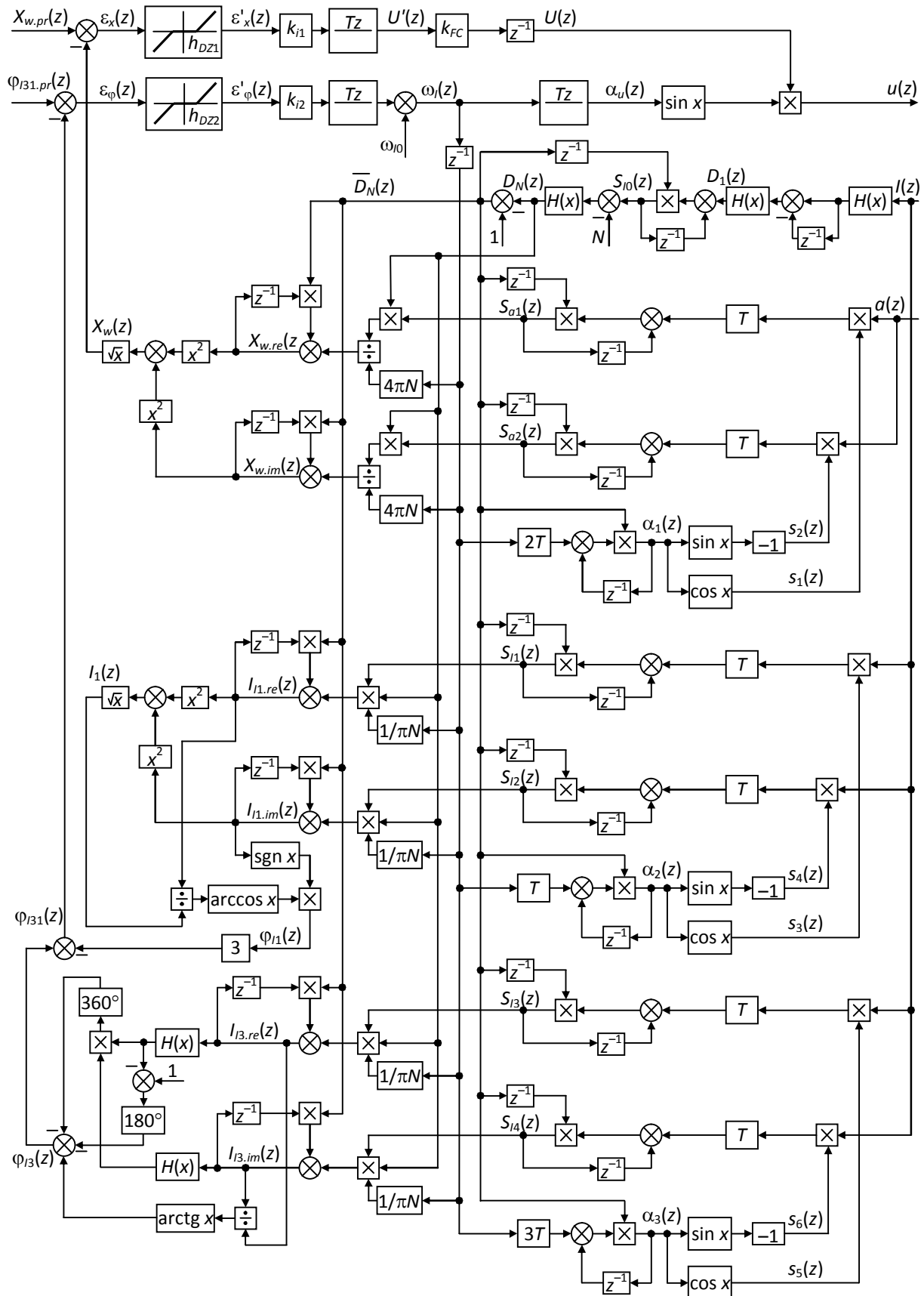


Рис. 2. Динамическая структурная схема дискретной части САУ

тока; I_1 і I_3 – амплитуди 1-й і 3-й гармоник тока; sgn – функція сигнум [4]; ϕ_{11} – фаза 1-й гармоніки тока
 відносно опорного сигналу s_3 ; ϕ_{13} – фаза 3-й гармоніки тока відносно опорного сигналу s_5 ; ϕ_{131}

– фаза 3-й гармоніки тока относительно 1-й; $X_{w.pr}$ и $\phi_{l31.pr}$ – предписанные значения амплитуды и фазы; ε_x и ε_ϕ – ошибки управления по амплитуде и фазе; ε'_x и ε'_ϕ – сигналы на выходе звеньев с зоной нечувствительности; h_{DZ1} и h_{DZ2} – половина ширины зоны нечувствительности РА и РЧ; k_{i1}, k_{i2} – коэффициенты интегральных регуляторов; U' – сигнал задания амплитуды напряжения; k_{FC} – коэффициент передачи ПЧ по напряжению; U , α_u и U – амплитуда, фаза и мгновенное значение напряжения на выходе ПЧ.

В среде Simulink была составлена модель электромагнитного вибрационного привода с разработанной системой управления частотой и амплитудой. В результате моделирования разомкнутой системы управления получены частотные зависимости КПД привода $\eta(f)$ и фазового сдвига между гармониками тока $\phi_{l31}(f)$ (рис. 3). В околорезонансной области шириной 13 Гц функция $\phi_{l31}(f)$ монотонно убывает, поэтому коэффициент регулятора k_{i2} должен быть отрицательным. Максимум КПД наблюдается на частоте 52,9 Гц, которой соответствует фазовый сдвиг 71° . Это значение необходимо задавать в качестве входной величины $\phi_{l31.pr}$.

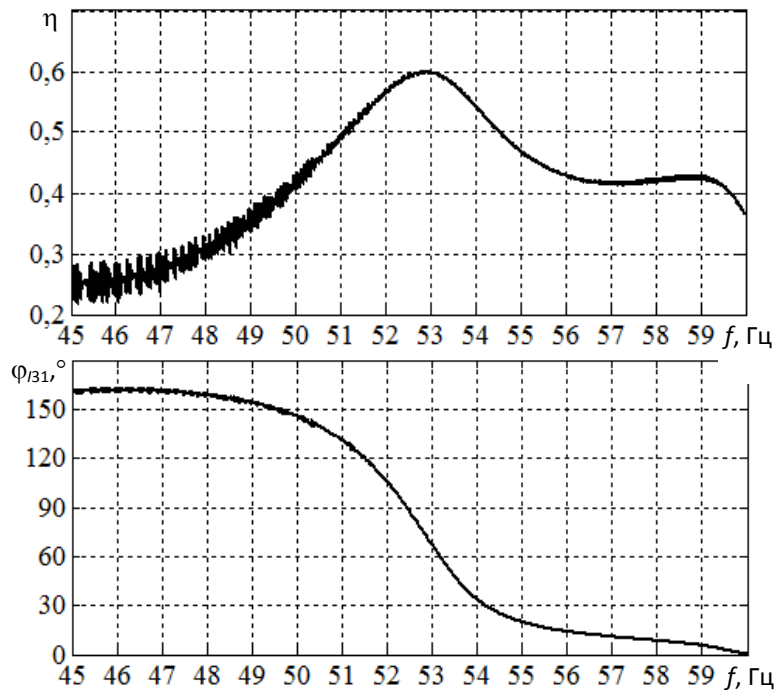


Рис. 3. Результаты моделирования разомкнутой системы управления частотой

Исследование замкнутой системы показало, что при определенных параметрах регуляторов она удовлетворяет требованиям показателей качества управления.

Работоспособность предложенной САУ была также подтверждена в результате экспериментов.

Выводы. Проведенные исследования показали, что настройку вибрационных установок с электромагнитным приводом на околорезонансный режим можно осуществлять по сигналу с датчика тока без использования датчиков движения. Для этого необходимо вычислять разность фаз между 3-й и 1-й гармониками тока и использовать ее как сигнал обратной связи системы автоматического управления частотой. На основании этого была создана цифровая система автоматического управления электромагнитным вибрационным приводом. Согласно результатам численного моделирования и экспериментов, предложенная САУ обеспечивает приемлемые для большинства технологических процессов показатели качества управления.

Одним из направлений для дальнейших исследований является определение зависимостей, характеризующих влияние параметров вибрационного привода и режимов его работы на величину фазового сдвига между гармониками тока, которая соответствует максимуму КПД. Это позволит формировать задающие воздействия для систем управления частотой вибрационных установок, обеспечивая их максимальную энергетическую эффективность.

Список використаних джерел:

1. Ланець О.С. Високоєфективні міжрезонансні вібраційні машини з електромагнітним приводом (Теоретичні основи та практика створення): Монографія. – Львів: НУЛП, 2008. – 324 с.
2. Cherny O.O., Monchenko M. Yu. Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system // Технічна електродинаміка. – 2016. – №1. – С. 20 – 25.

3. Черно А.А. Управление резонансным электромагнитным вибрационным приводом с использованием алгоритма цифровой фильтрации на основе дискретного преобразования Фурье // Международный научно-технический журнал "Проблемы управления и информатики". – 2014. – №4. – С. 111 – 125.

4. Воднев В.Т., Наумович А.Ф., Наумович Н.Ф. Основные математические формулы. Справочник. – Минск: Вышэйшая школа, 1988. – 269 с.

УДК 681.5

Козлов О. В., Шмигельська І. В.

Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв

СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ГІДРОПРИВОДОМ ВУЗЛА ВИВАНТАЖЕННЯ ПІРОЛІЗНОГО РЕАКТОРУ

Досить перспективним методом утилізації цілих зношених автомобільних шин (АШ) є їх переробка із застосуванням високопродуктивної технології безперервної термічної утилізації [1]. Для реалізації даної технології використовуються спеціалізовані технологічні комплекси, які, в свою чергу, є складними багатокомпонентними технічними об'єктами і для ефективного функціонування потребують наявності розвинених комп'ютеризованих систем автоматичного керування [2]. Комплексна автоматизація технологічних об'єктів даного типу значно підвищує їх ефективність роботи та економічні показники, а також дозволяє покращити якість отриманого на виході альтернативного палива [3].

Серед основних функціональних задач, виконання яких забезпечить безперервне проходження технологічного процесу утилізації АШ, досить важливою є керування процесом вивантаження твердого залишку з вузла вивантаження піролізного реактору [2]. Вивантаження твердого залишку з реактору відбувається за рахунок переміщення поршня спеціалізованого гідроприводу, який виштовхує відходи в патрубок [1]. Для забезпечення заданого безперервного режиму роботи гідроприводу, його швидкодії та точності необхідно застосовувати спеціалізовану систему автоматичного керування, яка здійснюватиме керування переміщенням поршня гідроприводу.

Функціональна структура системи автоматичного керування гідроприводом вузла вивантаження піролізного реактору наведена на рис. 1, де прийнято наступні позначення: ЗП – задавальний пристрій; РП – регулятор положення; ЕМП – електромеханічний перетворювач; ГП – гідропривід вузла вивантаження піролізного реактору; ЗР – золотниковий розподільник; ГЦ – гідроциліндр; ДП – датчик положення поршня гідроприводу; X_3 – задане значення переміщення поршня гідроприводу; X_P – реальне значення переміщення поршня гідроприводу; $u_{ДП}$ – вихідний електричний сигнал датчика положення ДП, що відповідає реальному значенню переміщення поршня гідроприводу X_P ; $u_{ЗП}$ – вихідний електричний сигнал задавального пристрою ЗП, що відповідає заданому значенню переміщення поршня гідроприводу X_3 ; ε_x – помилка керування переміщенням поршня гідроприводу ($\varepsilon_x = X_3 - X_P$); $u_{РП}$ – вихідний електричний сигнал регулятора положення РП; u_3 – лінійне переміщення золотника; $F_{АШ}$ – навантаження, що діє на поршень гідроприводу з боку автомобільних шин, які знаходяться в реакторі; F_H – навантаження, що діє на поршень гідроприводу з боку твердого залишку; Q_1, Q_2 – значення витрат робочої рідини в лівій та правій порожнинах гідроциліндру відповідно; p_1, p_2 – значення тисків в лівій та правій порожнинах гідроциліндру відповідно, p_n – вхідний тиск робочої рідини.

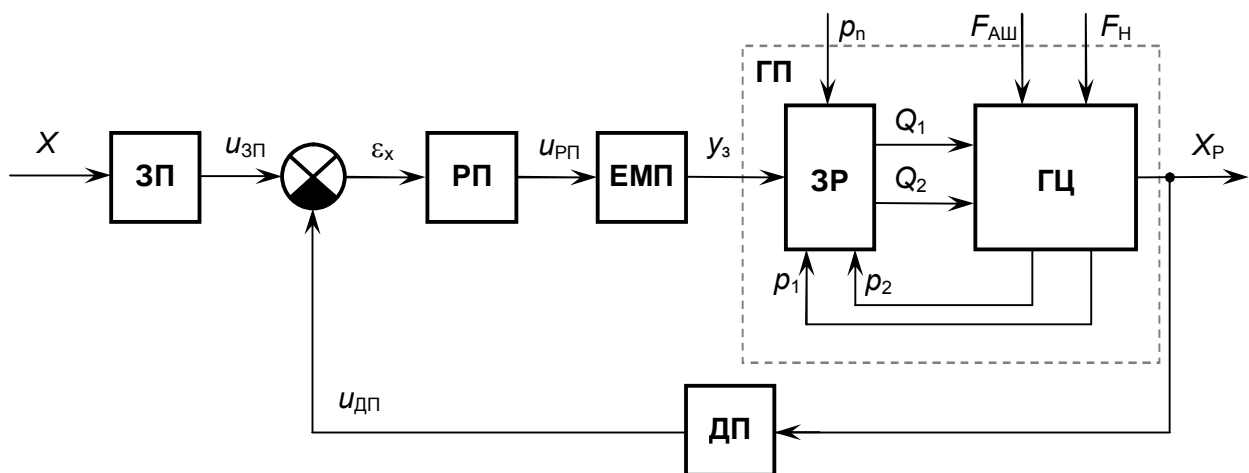


Рис. 1. Функціональна структура системи автоматичного керування гідроприводом вузла вивантаження піролізного реактору

В даній системі автоматичного керування задане значення переміщення поршня гідроприводу X_3 встановлюється на задавальному пристрої ЗП, який виробляє відповідний сигнал $u_{зп}$. Суматор порівнює сигнал задавального пристрою $u_{зп}$ з сигналом датчика положення $u_{дп}$, що відповідає реальному значенню переміщення поршня гідроприводу X_p , та обчислює помилку керування ε_x . Регулятор положення отримує сигнал помилки ε_x та згідно з законом керування виробляє відповідний сигнал $u_{рп}$, який надходить на електромеханічний перетворювач. Внаслідок зміщення золотника на величину u_3 , золотниковий розподільник змінює значення витрат робочої рідини Q_1 , Q_2 , яка потрапляє в порожнини гідроциліндру. Внаслідок цього поршень гідроприводу вузла вивантаження піролізного реактору здійснює лінійне переміщення X_p .

При співпаданні реального X_p та заданого X_3 значень переміщення ($\varepsilon_x = 0$) система утримує поршень гідроприводу в сталому положенні. Якщо з'являється помилка керування ($\varepsilon_x \neq 0$), то на виході регулятора положення генерується певний сигнал керування $u_{рп}$, і система змінює положення гідроприводу на необхідне значення.

Математична модель даного гідроприводу вузла вивантаження піролізного реактору розроблена на основі підходу [4] та наведена в [5]. В якості електромеханічного перетворювача може бути використаний пропорційний електромагніт або лінійний електродвигун, в даному випадку його динаміка враховується коливальною ланкою.

В якості регулятора положення в даному випадку доцільно використовувати ПД-регулятор. Передаточна функція даного ПД-регулятора має вигляд:

$$W(p) = k_p + k_d p,$$

де k_p – пропорційний коефіцієнт; k_d – коефіцієнт диференціювання.

Наявність диференційної складової збільшує швидкодію регулятора, завдяки чому зменшується динамічна помилка в порівнянні з пропорційним регулятором. Параметри ПД-регулятора положення розраховані за допомогою методів параметричної оптимізації.

Результати комп'ютерного моделювання роботи даної системи керування, а також аналіз показників якості детально обговорюються в доповіді.

Розроблена система автоматичного керування гідроприводом вузла вивантаження піролізного реактору технологічного комплексу безперервної термічної утилізації цілих зношених АШ дозволяє забезпечити стабільний режим роботи гідроприводу в автоматичному режимі, досягнути задану точність та швидкодію. Це дозволяє суттєво підвищити ефективність роботи даного технологічного комплексу та забезпечити безперервне протікання процесу термічної утилізації цілих зношених АШ.

Список використаних джерел:

1. Пат. 98287 Україна, МПК F23G5/027, C08J11/04. Універсальна автоматизована установка безперервного піролізу цілих зношених автомобільних шин [Текст] / ; заявл. 27.10.2014; опубл. 27.04.2015, Бюл. №8. – 12 с.
2. Шмигельська, І. В. Комплекс задач автоматичного керування технологічним процесом безперервного піролізу цілих зношених автомобільних шин / І. В. Шмигельська, О.С. Скакодуб, О.В. Козлов // Сучасні проблеми автоматики та електротехніки: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції. – Миколаїв: НУК, 2016. – С. 4–6.
3. Kondratenko, Y. P. PLC-Based Systems for Data Acquisition and Supervisory Control of Environment-Friendly Energy-Saving Technologies / Y. P. Kondratenko, O. V. Korobko, O. V. Kozlov // Green IT Engineering: Concepts, Models, Complex Systems Architectures, Studies in Systems, Decision and Control. – Vyacheslav Kharchenko, Yuriy Kondratenko, Janusz Kacprzyk (Eds.). – Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2016. – Vol. 74. – P. 247-267.
4. Попов, Д. Н. Динамика и регулирование гидро- и пневмосистем [Текст] / Д. Н. Попов // Учеб. для машиностроительных вузов. – М.: «Машиностроение», 1987. – 464 с.
5. Козлов, О. В. Математичне моделювання гідроприводу вузла вивантаження піролізного реактору для задач автоматичного керування / О. В. Козлов, І. В. Шмигельська // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: матеріали VII Міжнародної науково-технічної конференції. – Миколаїв : НУК, 2016. – С. 328-329.

СЕКЦІЯ 2. АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

УДК 681.51:681.31-181.48

Васильєв О. Г., к.т.н., доцент, Ольшевський С. І.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

ВПЛИВ ОСНОВНИХ НЕЛІНІЙНОСТЕЙ МЕХАНІЧНОЇ ПЕРЕДАЧІ НА ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Широке розповсюдження при проектуванні слідкуючих систем отримали механічні передачі з диференціальним редуктором.

Електроприводи з механічними диференціалами знайшли широке застосування на багатьох будівельних вантажопідійомних машинах, де вони забезпечують відносно простими засобами потрібний діапазон східчас-того або плавного регулювання й, що досить важливо на кранах, стійкі низькі швидкості.

Для розширення числа ступенів швидкості крім спільної роботи двигунів при згодному і зустрічному обертанні використовуються режими із включенням одного із двигунів. Вал непрацюючого двигуна при цьому повинен бути загальмований для захисту від неприпустимо великої швидкості.

Аналогічні диференціальні приводи в різних конструктивних модифікаціях закордонні фірми застосовують для лебідок напівпортальних кранів, грейферів, перевантажувачів і т.п.

Окремі питання теорії дводвигунного електропривода з механічним диференціалом розробляли А.Т. Голуван, В.С. Гудков, В.Н. Прокоф'єв, Ш.М. Марголін, Н.Н. Хайлов [1 – 2].

Однак низка важливих питань статичних і динамічних режимів залишалася невивченою.

Високі вимоги, що пред'являються до динамічних характеристик систем автоматичного керування, обумовлюють необхідність враховувати при їхньому проектуванні вплив зазорів і пружних деформацій, сухого та грузлого тертя в силовому редукторі, змінність моментів навантаження, внесення збурювання. Це особливо важливо для автоматичних систем великої потужності, та систем з великою кількістю ступенів свободи.

Очевидно, що для більшості з цих систем вимоги підвищеної точності та якості перехідних процесів є визначним критерієм при їх синтезі.

Передача руху від виконуючого механізму до навантаження виконується завдяки механічній передачі. В механічних передачах систем великої потужності невід'ємна поява пружних деформацій та зазорів у зубчатих зачепленнях, що негативно впливає на якість перехідних процесів та слідкуючих систем.

Таким чином, в загальному випадку, механічна передача та навантаження являють собою складну нелінійну динамічну систему з розподіленими та змінними параметрами.

Враховуючи моменти сухого тертя $M_{c.m}$ у підшипниках і сальниках виконавчого двигуна та моменти в'язкого тертя у ньому, рівняння моментів на валу двигуна можна записати у виді

$$M_o(t) = J_o p^2 \alpha_o(t) + k_{e.m.o} p \alpha_o(t) + |M_{c.m.o}| \operatorname{sign} \alpha_o(t) + M_l(t).$$

Рівняння моментів на валу навантаження

$$M_{II}(t) = J p^2 \alpha_u(t) + |M_{c.m}| \operatorname{sign} p \alpha_u(t) + k_{e.m} p \alpha_u(t) + M_{np} \cos \alpha_u(t) + M_{en}(t).$$

Докладна схема механічної системи з диференціальним редуктором представлена на рис. 1.

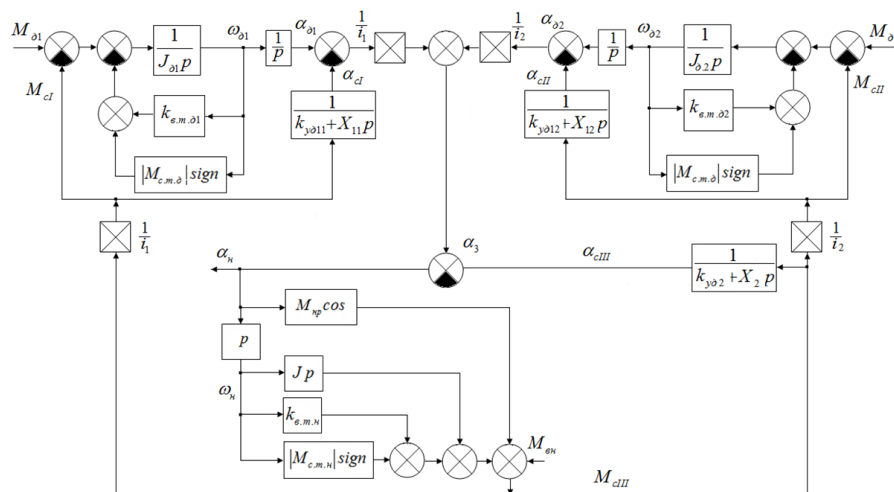


Рис. 1. Докладна схема механічної системи з диференціальним редуктором

Для дослідження динамічних характеристик СКЕП, відповідно до математичного опису, моделюємо систему на ПК з використанням пакета Simulink програми MatLab.

Програма виконує розв'язання системи диференціальних рівнянь, що описують динаміку диференційного редуктора. Вхідною величиною є момент на виконавчому двигуні, вихідною – швидкість обертання вала навантаження.

Результати надаються у вигляді залежності передавального відношення редуктора від часу.

Список використаних джерел:

1. Марголин Ш.М. Дифференциальный электропривод / Ш.М. Марголин. М.: Энергия, 1975. – 168 с.
2. Работа двух электрических машин через механический дифференциал / А.Т.Голован. – «Вестник электропромышленности», 1982, № 7-8, с. 4 – 19.

УДК 681.5

Житченко М. О., Білюк І.С., к.т.н, доцент,

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова

ВПЛИВ РЕАКЦІЇ ЯКОРЯ НА ТОЧНІСТЬ ПОЗИЦІЮВАННЯ СЕРВОПРИВОДА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Основною характеристикою сучасних сервоелектроприводів є точність позиціонування. На цей параметр впливають багато чинників, одним з яких виступає фактор людини, а саме обслуговування електричної машини, заміна підшипників та щіток. Саме ці чинники безпосередньо можуть впливати на такий показник як реакція якоря електричної машини [1, 2].

Реакцією якоря називається вплив магнітного поля, створюваного струмом якоря, на магнітне поле головних полюсів машини.

Реакція якоря змінює магнітний потік, а відтак впливає на перехідні процеси за швидкістю. На усталене значення швидкості суттєвого впливу немає. Проте, якщо розглянути параметр позиціонування, то вплив реакції якоря здатний внести суттєву помилку керування [3].

Сервоприводи постійного струму широко використовуються в пристроях, які потребують мінімальних вібрацій, низького рівня шуму, високої швидкості та високої точності: сольвентних принтерах, гравірувальних верстатах, робототехнічних пристроях, верстатах з ЧПК, пакувальному обладнанні та інш [4]. Тому питання точності позиціонування для таких електроприводів є актуальним.

В даному повідомленні приводиться математичний опис системи керування позиціонуванням сервопривода постійного струму з урахуванням реакції якоря. Отримано перехідні характеристики, що дозволяють оцінити вплив цього чинника на якість процесу керування.

Список використаних джерел:

1. Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник для технических учебных заведений", 3-е издание, переработанное [Текст] / Вольдек А.И. // – Ленинград: Энергия, 1978 – 832с.
2. Кулик Ю.А. Электрические машины. Учебное пособие для ВТУЗов [Текст] / Кулик Ю.А. // – М., Высш. школа, 1971. – 456 с.
3. Фоменко, А.М. Комплектні електроприводи: У 3ч. Ч. 1: Аналогові комплектні електроприводи: Навчальний посібник з грифом МОНУ. [Текст] / Фоменко А.М., Шарейко Д.Ю // – Миколаїв: НУК, 2010. – 144 с.
4. Алексеев К.Б. Микроконтроллерное управление электроприводом. Учебное пособие. [Текст] / Алексеев К.Б., Палагута К.А. // – М.: МГИУ, 2008. – 298 с.

УДК 621.382.3

Руденко Д. А.

Научный руководитель к.т.н., доцент Шарейко Д. Ю.

Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, г. Николаев

ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

В качестве объектов управления цифровых систем автоматического управления (САУ) широко применяются асинхронные двигатели (АД), которые по сравнению с двигателями постоянного тока имеют следующие преимущества [1]: отсутствие подвижных электрических контактов, что обеспечивает надежность и простоту эксплуатации; при одной и той же мощности и номинальной угловой скорости АД в 1,5..2 раза легче, а момент инерции ротора более чем в 2 раза меньше; в переходном режиме АД может развивать существенно большие моменты, что обеспечивает САУ высокое быстродействие с малыми потерями энергии, а в установившемся режиме – плавное, широкое и экономичное регулирование скорости.

При импульсном управлении питание статорных обмоток двухфазного асинхронного двигателя (ДАД) осуществляется импульсами несинусоидальной формы переменной полярности, частота изменения которых определяет частоту, а длительность полупериодов – амплитуду основной гармоники приложенного напряжения.

Импульсное управление асинхронным двигателем имеет следующие особенности [2]. Во-первых, при импульсном управлении АД как машина переменного тока работает от несинусоидальных по форме фазных напряжений и токов, содержащих в общем случае все нечетные гармоники; во-вторых, наличие в напряжении питания гармоник, отличных от основной, вызывает увеличение энергетических потерь, уменьшение момента на валу двигателя, пульсации вращающего момента и скорости; в-третьих, несинусоидальная форма фазных напряжений и токов затрудняет применение аналитических методов для исследования статических и динамических режимов АД.

Появление дискретного электропривода с ДАД обусловлено широким применением средств цифровой техники, а также успехами в полупроводниковой усилительной технике. Основные его преимущества – простота и гибкость системы управления, бесконтактность двигателя, отсутствие настройки параметров привода, быстрая переналадка режимов работы и непосредственная связь с ЭВМ, минуя промежуточные цифро-аналоговые преобразователи.

Предлагается улучшать показатели качества управления электропривода за счет перевода на дискретное управление, а за счет широтно-импульсного регулирования стабилизировать систему [3].

Список использованных источников:

1. Гостев В. И., Степков В. К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. – К.: «Радіоаматор», 1998. – 704 с.
2. Глазенько Т. А., Хрисанов В. И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. – Л.: Энергоавтомиздат, Ленингр. отд-ние, 1983. – 176 с.
3. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. – М., Физматгиз, 1963. – 968с.

УДК 681.5

Хлопенко Н. Я., д.т.н., профессор, Хлопенко И. Н.

Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, г. Николаев

МОДЕРНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

На ряде промышленных предприятий в приводах различного назначения (например, электроприводы станков) используются системы тиристорного управления. Они выполнены по принципу подчиненного регулирования. Такие системы физически и морально устарели и в большинстве случаев не обеспечивают требуемых показателей качества при эксплуатации. Поэтому они нуждаются в модернизации. Однако модернизация требует значительных финансовых затрат. Использование робастных регуляторов в виде структуры [1], состоящей из типовых звеньев, в системах тиристорного электропривода позволяет решить эту задачу с минимальными финансовыми затратами. Для создания регуляторов из таких звеньев существует элементная база. Реализация робастных регуляторов на основе этой базы позволяет в кратчайшие сроки провести модернизацию тиристорных электроприводов, находящихся в эксплуатации.

Целью работы является модернизация системы управления тиристорного электропривода.

Теоретической основой для модернизации служили H_∞ -теория робастного управления [2] и теория цепных дробей [3]. Расчеты проводились по методике, предложенной в работе [1]. Для расчетов использовались пакеты расширения MATLAB [4]. Структура робастного H_∞ -оптимального регулятора создана из операционных усилителей, а система управления тиристорным электроприводом построена одноконтурной с обратной связью по скорости.

Список использованных источников:

1. Хлопенко Н.Я., Хлопенко И.Н. Структурный синтез стабилизирующего робастного регулятора поточесцепления ротора // Електротехніка і електромеханіка. – 2017. – № 1. – С.21-25. doi: 10.20998/2074-272X.2017/1.04.
2. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / Под ред. Н.Д. Егупова – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 744 с.
3. Хинчин Д.Я. Цепные дроби. – М.: Наука, 1978. – 112 с.
4. Richard Y., Chiang R., Michael G., Safonov M. MATLAB:Robust Control Toolbox. User's Guide. Version 2, 1998. – 230 p. – Режим доступа: <http://www.mathworks.com>.

РС – регулятор швидкості; РМ – регулятор моменту; РТ – регулятор струму; КП1, КП2 – координатні перетворювачі; РФ – регулятори фазних струмів; АД – асинхронний двигун, ДП – датчик положення; ТГ – тахогенератор.

У двигуні подвійного живлення, де потокозчеплення статора практично постійне, мінімально можливий струм ротора досягається при коефіцієнті потужності ротора, що дорівнює одиниці. У цьому випадку при номінальному моменті повний струм ротора дорівнює номінальному активному струму.

Для двигунів потужністю 500-3500 кВт можливе зменшення струму ротора на 9-12 % при номінальному моменті.

Список використаних джерел:

1. Тучинов М.С. Судовой бесконтактный электропривод [Текст] / М.С. Тучинов – Л: Судостроение, 1978. – 276 с.
2. Москаленко В.В. Электрический привод [Текст] / В.В. Москаленко – М. Издательский центр «Академия», 2007. – 368 с.
3. Бабаев А.М. Автоматизированные судовые электроприводы [Текст] / А.М. Бабаев, В.Я. Ягодкин. – М. : Транспорт, 1986. – 448 с.

УДК 681.5

Шарейко Д. Ю., к.т.н, доцент; Білюк І. С., к.т.н, доцент; Фоменко А. М., доцент НУК; Савченко О. В.
Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

ВИКОРИСТАННЯ АДАПТИВНИХ РЕГУЛЯТОРІВ У СУЧАСНИХ КОМПЛЕКТНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ

В сучасних системах керування електроприводами актуальною є задача досягнення бажаних показників якості керування. Використання адаптивних регуляторів (АР) сприяє успішному розв'язанню цієї задачі.

У сучасних комплектних електроприводах (КЕП) адаптивні регулятори не використовуються або використовуються вкрай рідко [1, 2]. Відсутність АР обумовлена тим, що в сучасних КЕП використовуються програмовані логічні контролери. Функціональна схема класичного КЕП представлена на рис. 1.

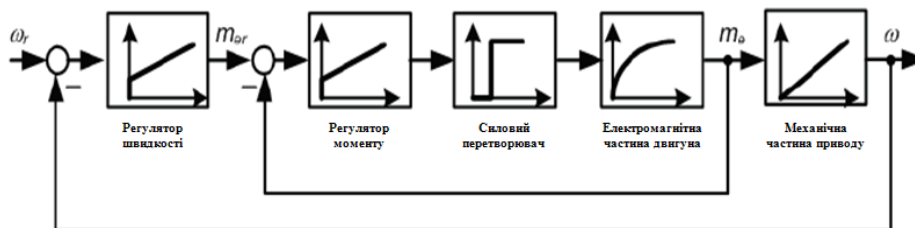


Рис. 1. Функціональна схема класичного КЕП

Контролер отримує інформацію із кожного блоку електропривода, аналізує її та, базуючись на аналізі, формує необхідні команди для КЕП. Функції АР в цьому випадку бере на себе окремий контролер.

Останні дослідження [3, 4], показують, що наявність регулятора може розвантажити контролер, який керує всім електроприводом. Сучасні АР можуть зробити систему керування більш робастною. В [3, 4] показано, що застосування адаптивного регулятора дійсно поліпшує роботу електроприводу, але не розглянуто застосування АР у складі КЕП.

В даному повідомленні розглядається використання АР у структурі сучасного КЕП. Була розроблена структура сучасного КЕП з адаптивним регулятором; складена математична модель системи керування та проведено дослідження динамічних характеристик КЕП з різними законами регулювання.

На рис. 2. представлені перехідні характеристики КЕП з АР. Задаючись параметрами, запропонованими в [1], були отримані перехідні характеристики струму та швидкості. В обох випадках перерегулювання не перевищує 5%; час перехідного процесу – менше 0,06 с. Однак, в системі з АР відсутня статична помилка, що підтверджує наявність властивості робастності.

Також був проведений синтез регулятора, за результатами якого з'ясовано, що зміна постійної часу АР не впливає на роботу електропривода (рисунок 2, крива 2), проте зміна коефіцієнту передачі регулятора в десять разів значно зменшує перерегулювання, яке складає 0,38% (рисунок 2, крива 3), але збільшує час перехідного процесу $t=0.6$ с. При цьому двигун плавно розганяється (рисунок 2 крива 4) і має значно менший кидок струму при пуску, що є бажаним для двигуна постійного струму.

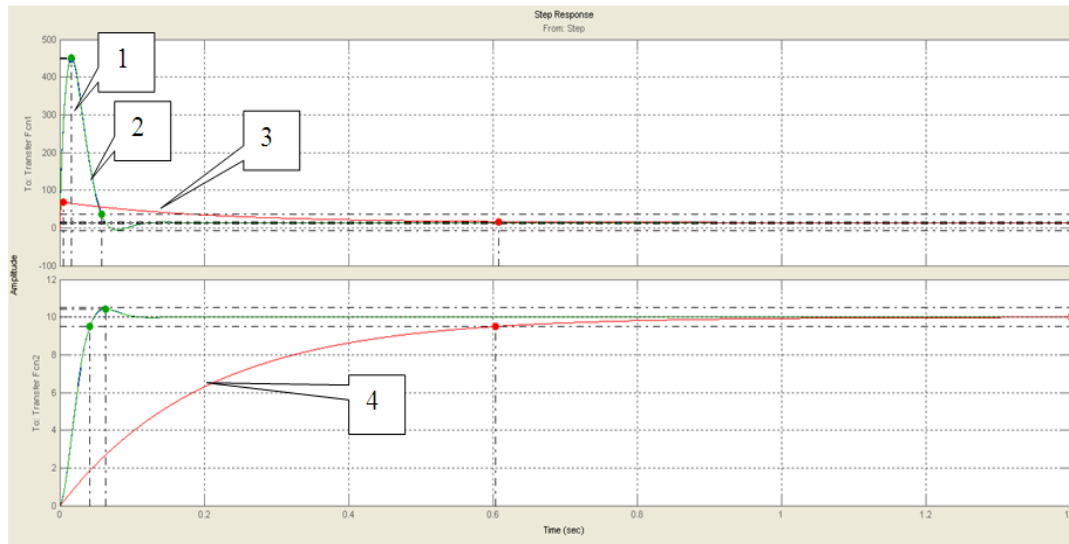


Рис. 2. Перехідні характеристики КЕП з АР

Список використаних джерел:

1. Фоменко, А.М. Комплектні електроприводи: У 3ч. Ч. 1: Аналогові комплектні електроприводи: Навчальний посібник з грифом МОНУ. [Текст] / Фоменко А.М., Шарейко Д.Ю // – Миколаїв: НУК, 2010. – 144 с.
2. Фоменко, А.М. Комплектні електроприводи: У 3ч. Ч. 2: Цифрові комплектні електроприводи: Навчальний посібник з грифом МОНУ. [Текст] / Фоменко А.М., Шарейко Д.Ю // – Миколаїв: НУК, 2014. – 143 с.
3. Красnodубец, Л. А. Применение новых адаптивных регуляторов в системах стабилизации скорости двигателей постоянного тока [Текст] / Л. А. Красnodубец // Вестник СевНТУ. Автоматизация процессов и управление: сб. науч. тр. – Севастополь, 2010. – Вып. 108 – С. 213-217.
4. Krzysztof Szabat and Teresa Orłowska-Kowalska. Adaptive control of the electrical drivers with the elastic coupling using Kalman filter. // Wroclaw University of Technology. Poland. 2009 – 372 pages.

СЕКЦІЯ 3. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ КОМПЛЕКСИ, ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ І АПАРАТИ

УДК 621.314

Авдеева О.А., к.т.н., Ставинський Р.А., к.т.н., доцент

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

ПЕРЕДПОСИЛАННЯ ЕНЕРГОРЕСУРСОЗБЕРЕЖЕННЯ ПРИ БАГАТОСЕРІЙНОМУ ВИРОБНИЦТВІ ТРИФАЗНИХ РОЗПОДІЛЬНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ МАЛОЇ І СЕРЕДНЬОЇ ПОТУЖНОСТІ З ПЛАНАРНИМ МАГНІТОПРОВОДОМ

В 2014 році підсумкові втрати в розподільних мережах і підстанціях України перевищили 6 % загальної генерації і значна їх частина приходить на трифазні трансформатори (ТТ) I і II габариту класу напруги 6 – 10 кВ [1, 2]. Основу вказаних розподільних ТТ і силових ТТ малої потужності масового випуску складають традиційні планарні електромагнітні системи (ЕМС) з шихтованими та витими магнітопроводами. Їх структура є незмінною на протязі сторіччя, а основні зміни відбуваються в технології виробництва, матеріалах магнітопроводів і обмотках. Такими змінами є застосування замість «прямих» стиків і круглих або прямокутних провідників магнітопроводів та обмоток відповідно «косих» стиків (рис. 1, а) та стрічкових провідників, а також заміна ізотропної листової електротехнічної сталі (ЕТС) на рулонну анізотропну та аморфну ЕТС [2 – 4]. Підвищується до 1000...1250 кВ·А потужність ТТ з прямокутними перерізами стрижнів шихтованих і витих магнітопроводів, що знижує їх матеріаломісткість і трудомісткість виробництва [3 – 5]. При цьому недоволіком застосування анізотропної ЕТС в шихтованому магнітопроводі є підвищення втрат в 1,37...1,58 відносно втрат еквівалентної маси ЕТС [3]. Причиною такого підвищення є зміна напрямку потоку відносно напрямку текстури ЕТС в кутових зонах магнітопроводу (рис. 1, а) незалежно від типу стиків. Зниження трудомісткості виробництва та відсутність додаткових втрат в кутах досягається в ЕМС з витими магнітопроводами, в яких поширюється використання аморфної ЕТС [3 – 5]. Особливістю таких ЕМС є двоконтурність фазних елементів та підвищена несиметрія планарного магнітопроводу (рис. 1, б). Двоконтурність є причиною зсуву фаз контурних магнітних потоків, що при підвищенні несиметрії викликає необхідність збільшення перерізу стрижня в $2/\sqrt{3}$ [6]. Суттєвим недоліком трифазних витих трисекційних магнітопроводів є підвищення втрат в 1,33...1,35 відносно втрат еквівалентної маси ЕТС [3]. Таке підвищення обумовлено несинусоїдальністю контурних магнітних потоків магнітопов'язаних секцій.

В [6] наведено варіанти зниження втрат ЕМС з магнітопроводом (рис. 1, в) утворенням магнітного зв'язку між секціями. Цей зв'язок досягається паралельним розташуванням розрізних елементів секцій, що відрізняються довжиною, або введенням в конструкцію накладних витих сплюснених елементів (рис. 1, в). Однак вирівнювальні магнітні потоки між секціями або накладними елементами послаблюються стиковими зазорами та ортогональні текстурі ЕТС. Інший варіант витого планарного магнітопроводу з повним усуненням третіх гармонік контурних потоків суміщенням ділянок стрижнів і ярем наведений на рис. 1, г. При виготовленні подібного магнітопроводу [7] також застосовуються додаткові операції сплюснення (опресування) витих заготовок. Стрижневі і кутові ділянки магнітопроводу (рис. 1, г) формуються з трьох ідентичних кільцевих заготовок більшого діаметру, що сплюснені. Чотири яремні ділянки виконуються поперечним розрізанням двох кільцевих ідентичних заготовок меншого діаметру, що сплюснені. Таким чином магнітне коло ЕМС з магнітопроводом [7] містить вісім стикових зазорів та, аналогічно варіантам [6], характеризується підвищеною складністю виробництва. Також витрачається головна перевага витого магнітопроводу, що полягає у співпадині напрямку магнітного потоку і текстури ЕТС. В кутових зонах магнітопроводу (рис. 1, г) магнітний потік змінює напрям відносно текстури з подовжнього на ортогональний, а в ярах силові лінії поля є повністю ортогональні напрямку текстури ЕТС.

Знизити масу, основні і додаткові втрати ЕМС з традиційними шихтованими і витими магнітопроводами (рис. 1, а, б), а також значно спростити технологію виготовлення та знизити втрати в ЕТС відносно нетрадиційних конструкцій (рис. 1, в, г), дозволяють варіанти конструкцій [8, 9] стикового магнітопроводу (рис. 2, а, б). Магнітопровід (рис. 2, а) містить середній елемент, який складений з ідентичних пластин, що виконуються поперечним розділенням смуги ізотропної ЕТС. Бокові елементи магнітопроводу (рис. 2, а) можуть бути утворені П-подібним вигином смуг анізотропної ЕТС, що відрізняються довжиною, або розрізанням витой заготовки (рис. 2, г). Квадратні перерізи стрижнів дозволяють скласти два практично ідентичних магнітопровода (рис. 2, б) з елементів, що отримані розрізанням двох витих заготовок з анізотропної або аморфної ЕТС. Ці заготовки мають однакові перерізи і висоти h_m та різні довжини l_1 і l_2 прямокутних контурів (рис. 2, в, г):

$$l_1 = h_m + 2b_o + 2b_p; \quad l_2 = 2b_o + b_p,$$

де b_o – ширина обмоткового вікна; b_p – ширина ріжучого інструменту.

При мінімальній товщині стрічки (різновиди аморфної ЕТС [4, 5]) технологічні відхилення розмірів заготовок (рис. 2, в, г) мінімальні. Обмоткові котушки ЕМС з магнітопроводом (рис. 2, а, б) намотуються на ізоляційні каркаси, що охоплюють середні стрижневі ділянки елементів магнітопроводу. Згідно [5] обмоткові каркаси повинні складати несучу базу ЕМС з аморфною ЕТС магнітопроводу (крихкий «скляний» метал).

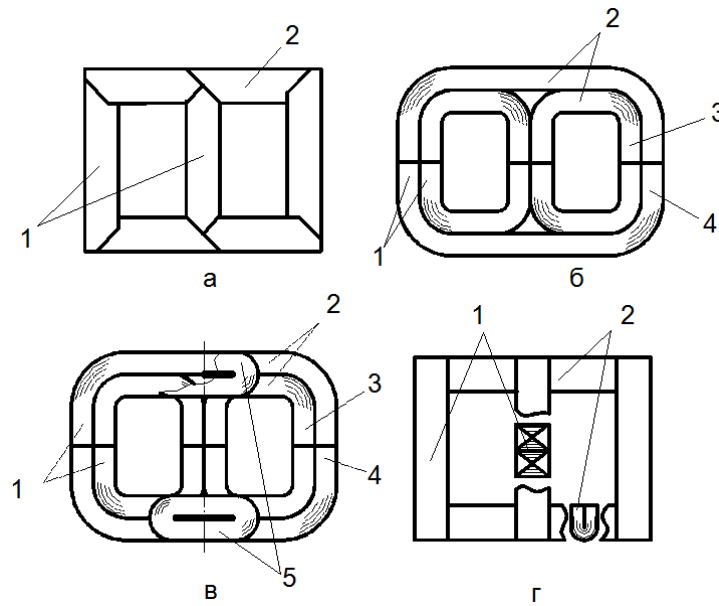


Рис. 1. Варіанти шихтованого (а) і витих (б – г) планарних магнітопроводів:

1 – стрижень; 2 – ярмо; 3 – внутрішня секція; 4 – зовнішня секція;
5 – накладний елемент.

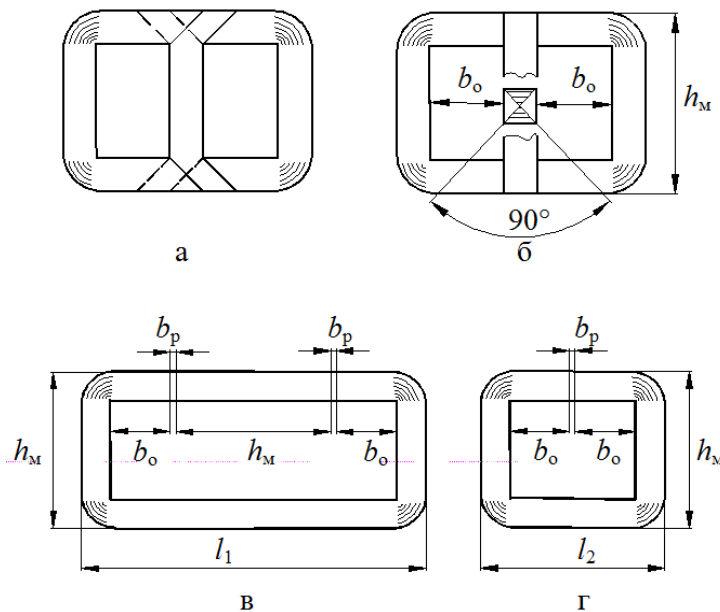


Рис. 2. Конструктивні схеми комбінованого (а) і витого (б) варіантів та виті заготовки для виготовлення планарного стикового трифазного магнітопроводу зі зниженою металомісткістю

На основі методу [8] розроблена математична модель та визначені показники технічного рівня ЕМС з магнітопроводом (рис. 2, а, б). Покращення показників маси і втрат активної потужності оптимізованих ЕМС з магнітопроводом (рис. 2, а, б) відносно аналогічних показників оптимізованої ЕМС з магнітопроводом (рис. 1, а) складає відповідно 6,6...7 % та 12...16 %.

Список використаних джерел:

1. НЕК Укренерго, План розвитку Об'єднаної енергетичної системи України. – (редакція від 24.12.2014).

2. Синько, Д. Трансформаторы с аморфным сердечником – путь к снижению потерь и повышению рентабельности производства / Д. Синько // Электрические сети и системы. – 2015. – №5. – с. 4-8.
3. Перспективы и состояние разработок распределительных трансформаторов массовых серий [Электронный ресурс] / В.А. Бормосов, М.Н. Костоусова, А.Ф. Петренко, И.Е. Смольская. Режим доступа: www.transform.ru/articles/html/03project/a000001.article (13.09.2004).
4. Кравченко, А. Сухие энергосберегающие трансформаторы / А. Кравченко, В. Метельский // Электрик. Международный электротехнический журнал. – 2013. – №4. – с. 12-15.
5. Кравченко, А. Масляные энергосберегающие трансформаторы / А. Кравченко, В. Метельский // Электрик. Международный электротехнический журнал. – 2013. – №5. – с. 14-17.
6. Пентегов, И.В. Новые конструкции трехфазных трансформаторов с ленточными магнитопроводами / И.В. Пентегов, С.В. Рымар, А.В. Лавренюк, О.И. Петренко // Вісник національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. – Харків: НТУ ХПІ. – 2002. – №14. – с. 86-97.
7. Матухно, В.А. Методика оценки технологичности навивки магнитных систем трансформаторов / В.А. Матухно // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – №2(78). – с. 48-54.
8. Ставинский, А.А. Оптимизационный сравнительный анализ структур статических электромагнитных систем. Ч.1. Варианты и метод оценки преобразований / А.А. Ставинский, Р.А. Ставинский, Е.А. Авдеева // Электричество. – 2014. – №9. – с. 34-43.
9. Пат. 99329 України МПК H01F 27/24. Спосіб виготовлення магнітопроводу трифазного індукційного статичного пристрою / А.А. Ставинський, Р.А. Ставинський, О.А. Авдєєва; опубл. 25.05.2015, Бюл. №10.

УДК 621.317.089.6

Бандура С. І., Александровський С. Ю.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

ЛАБОРАТОРНИЙ СТЕНД ДЛЯ ПЕРЕВІРКИ ЕЛЕКТРОННИХ ЛІЧИЛЬНИКІВ

Розвиток техніки за відсутності у більшості людей спеціальної освіти призвів до появи забобонів, пов'язаних з роботою багатьох сучасних приладів.

Так, багато хто упевнений, що електронні лічильники при тому ж рівні споживання показують більші значення, ніж індукційні. Навіть деякі з тих, хто знає, що таке реактивна потужність, упевнені, що електронні лічильники "рахують реактив".

Для ознайомлення студентів з роботою електронного лічильника і придбання навиків роботи з ним було вирішено розробити стенд для випробувань електронних лічильників.

Як зразок лічильника був вибраний лічильник Меркурій-206, побудований на базі поширеного мікроконтролера сімейства *MSP430FE42x* з вбудованим сигнальним процесором *SP430CE1*, призначеного для побудови однофазних лічильників електроенергії з вбудованим аналоговим вхідним терміналом.

Лічильник Меркурій-206 вибраний унаслідок широких функціональних можливостей:

- облік активної і реактивної енергій в багатотарифному (до 4-х тарифів) або однотарифному режимах;
- зберігання, вивід на рідкокристалічний індикатор (PKI) і передача по інтерфейсах наступної облікової інформації:
 - активної і реактивної енергій наростаючим підсумком за кожним тарифом і по сумі;
 - активної і реактивної енергії на початок кожного з 12-ти попередніх місяців по кожному з тарифів і по сумі;
 - зберігання архівної інформації, зчитаної через цифрові інтерфейси:
 - добових зрізів активної енергії впродовж 6 місяців;
 - місячних зрізів активної енергії впродовж 4 років;
 - вимірювання, вивід на PKI і передача по інтерфейсах наступних параметрів електромережі:
 - миттєві значення активної і реактивної потужності і зафіксований максимум;
 - значення фазного струму і напруги, що діють, і їх максимуми;
 - частоту мережі;
 - контроль навантаження за допомогою установки лімітів активної потужності і енергії і відключення навантаження при перевищенні лімітів або по команді диспетчера; контроль здійснюється двома способами:
 - імпульсним виходом;
 - через вбудоване реле (для лічильника з індексом "О" в умовному позначенні);
 - формування профілю потужності навантаження у вигляді масиву потужностей активної енергії усереднених на 30 хвилинних інтервалах (глибина зберігання архіву складає 6 місяців);
 - наявність журналу подій (кільця по 64 записи на кожну подію) в якому фіксуються:
 - час включення / відключення лічильника;

- час розкриття / закриття приладу;
- час, дата і код параметризації.

Зв'язок лічильника із зовнішніми пристроями можливий по інтерфейсу *RS-485* і через оптопорт. Оптопорт також виконує функцію електронної кнопки, що дозволяє вибирати інформацію, яка відображається на індикаторі.

Лічильник на РКИ може відображати:

- номер поточного тарифу;
- значення спожитої енергії кожного виду з початку експлуатації за кожним тарифом і суму по всіх тарифах;
- поточне значення активної потужності навантаження в кВт або кВар;
- поточні значення струму і напруги;
- значення спожитої енергії з початку експлуатації на перше число кожного з попередніх 12-ти місяців за кожним тарифом і суму по всіх тарифах;
- час перемикання тарифних зон;
- поточний час і дату;
- час напруцювання з моменту введення в експлуатацію;
- час напруцювання батареї.

Оскільки є можливість пов'язати лічильник з комп'ютером, в першу чергу встала проблема пристрою зв'язку. Встановлений в лічильнику оптопорт по протоколу роботи не відрізняється від інтерфейсу *RS232*, для можливості обміну інформацією між комп'ютером і лічильником було виготовлено пристрій, схема якого показана на рис. 1. Як показала перевірка, цей пристрій має низьку ціну та працездатний при підключенні через адаптер *USB-RS232* і прекрасно працює із стандартною програмою для обслуговування лічильників, "Конфігуратор", призначеною для передексплуатаційної підготовки всіх модифікацій електролічильників Меркурій.

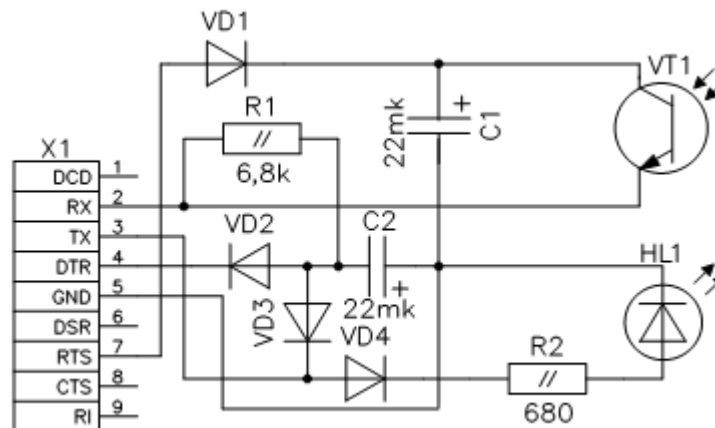


Рис. 1. Оптичний прилад зв'язку

За допомогою даної програми можна програмувати тарифний розклад, коригувати час електролічильника, проводити керування навантаженням, знімати профілі потужності, змінювати параметри індикації і лімітів енергії, читати миттєві значення, проглядати журнали подій, контролювати параметри електроенергії і тому подібне.

Для подачі на лічильник випробувальної напруги і струмів було вирішено застосувати аудіовихід комп'ютера, використовуючи один із стереоканалів для генерації напруги, а інший – струму, що дозволило легко імітувати зміну коефіцієнта потужності навантаження (рис. 2).

Для посилення сигналів з аудіовиходу комп'ютера до необхідної величини був виготовлений блок сполучення, що є простим стереопідсилювачем, навантаженим одним каналом на трансформатор *TV2* каналу напруги, іншим на трансформатор *TV1* каналу струму.

Прилад *PM* призначений для контролю встановлених струмів і напруги і калібрування аудіовиходу комп'ютера.

Для формування випробувальних сигналів написана програма "Джерело випробувальної напруги" ("ИИН"). Визначення похибок лічильника проводиться шляхом вимірювання періоду проходження сигналу з імпульсного виходу лічильника, для чого цей сигнал прочитується через мікрофонний вхід комп'ютера. Для вимірювання періоду використовується вільно поширювана програма "Audacity".

Висновки. Проведені з розробленим устаткуванням випробування показали, що виміряна похибка лічильника не перевищує паспортної. За допомогою розробленого стенду при використанні програми "Конфігура-

тор" можна проводити всі штатні операції по настройці і обслуговуванню лічильника. Розроблений стенд використовується на кафедрі суднових електроенергетичних систем при виконанні лабораторних робіт з дисципліни „Електричні вимірювання”.

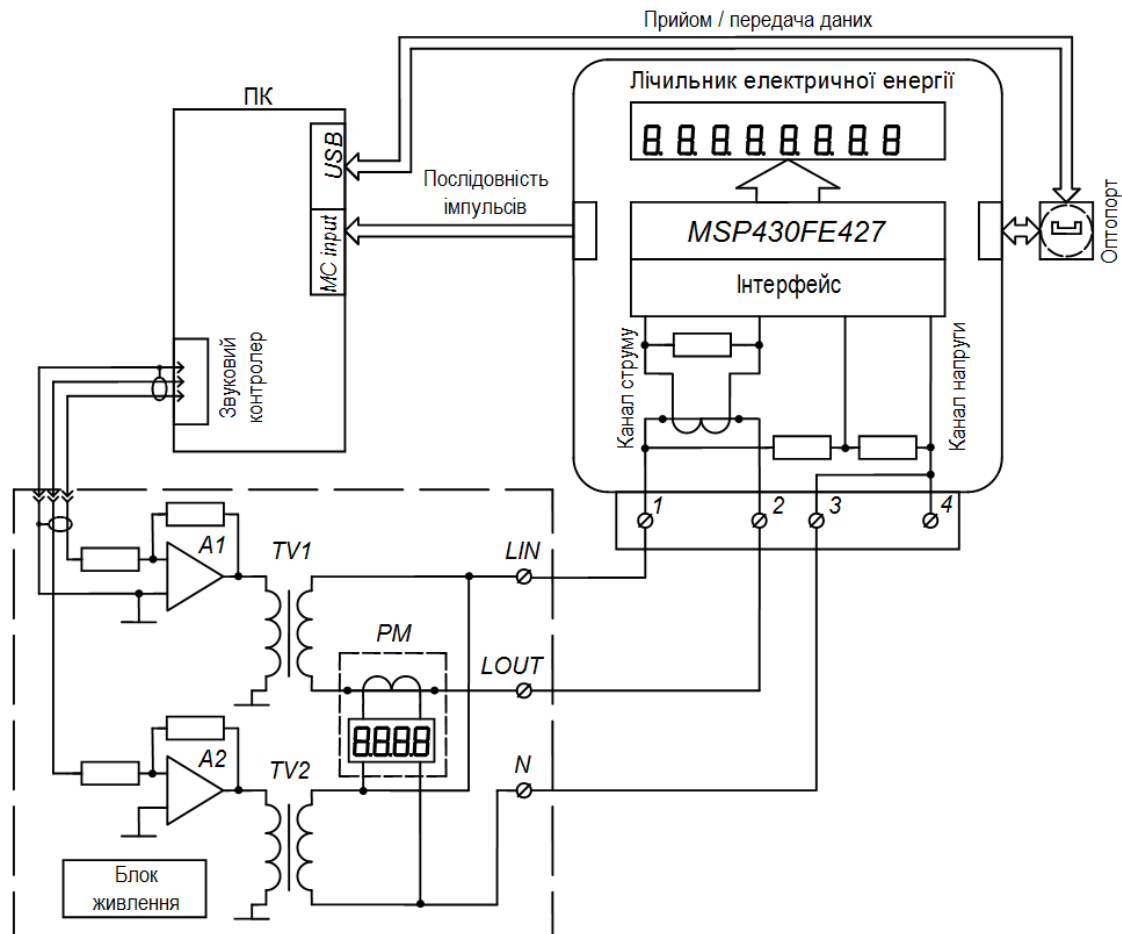


Рис. 2. Схема лабораторного стенду для перевірки лічильників енергії

Список використаних джерел:

1. Счётчик электрической энергии статический однофазный «Меркурий 206» Руководство по эксплуатации. -М, «Инкотекс», 2011. -30 с.
2. Счётчики электрической энергии статические однофазные «Меркурий 206» Руководство по эксплуатации, Приложение Г, Методика поверки, -Нижний Новгород.: ФГУ «Нижегородский ЦСМ», 2011. -16 с.
3. ГОСТ Р МЭК 61107-2001, Обмен данными при считывании показаний счётчиков, тарификации и управлении нагрузкой. -М, 2001. -47 с.

УДК 621.31

Подымака В.И., к.т.н., доцент, Лозовский Е.Г.

Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, г. Николаев

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ПОДСТАНЦИЙ

Исполнительными элементами систем защиты на трансформаторных подстанциях высокого напряжения являются выключатели высокого напряжения. К выбору выключателя высокого напряжения (ВВН) необходимо относиться ответственно, так как подчас стоимость ВВН превышает стоимость силового трансформатора.

При выборе ВВН необходимо обращать внимание на следующие его характеристики:

- номинальный ток I_n ;
- номинальное напряжение U_n ;
- номинальный ток отключения $I_{отк.н}$;

- номинальная мощность отключения $P_{отк.н}$;
- стойкость при сквозных коротких замыканиях:
- а) термическая $-I_T \geq I_{отк.н}$, $t_T \geq 4с$ при $U_n \leq 35 кВ$, $t_T \geq 3с$ при $U_n \geq 110кВ$,
- б) динамическая $-i_{дин} \geq 1,8\sqrt{2} I_{отк.н}$ и $I_{дин} \geq I_{отк.н}$;
- номинальный ток включения $I_{вкл} \geq I_{отк.н}$;
- возвращающееся напряжение (после погасания дуги во всех полюсах);
- восстанавливающееся напряжение на контактах полюса;
- коэффициент превышения амплитуды $K_{п.а} = (U_{восст.пик} / U_{возвр.амп})$, $K_{п.а} = 1,3-1,6$;
- длительность дуги выключателя;
- собственное время отключения выключателя с приводом;
- время отключения выключателя с приводом;
- время включения выключателя с приводом;
- бестоковая пауза выключателя при автоматическом повторном включении.

В зависимости от мощности, напряжения сети, места установки и условий работы, а также стоимости выбирают тот или иной тип ВВН.

Удобнее всего их классифицировать в зависимости от рода дугогасящей среды.

1. Масляные выключатели.

1.1. Масляные баковые с простым разрывом цепи:

$U_{ном}$ до 10кВ, $I_{ном}$ до 1500А, $I_{отк.н}$ до 8,7кА, $P_{отк.н}$ до 150 МВА.

1.2. Масляные баковые с дугогасительными камерами, обеспечивающими поперечное или продольное автодутье:

$U_{ном} = 330кВ$ (до), $I_{ном}$ до 2000А, $I_{отк.н}$ до 80кА, $P_{отк.н}$ до 25000 МВА.

1.3. Масляные малообъемные: $U_{ном}$ до 380кВ, $I_{ном}$ до 1000А, $I_{отк.н}$ до 20кА, $P_{отк.н}$ до 15000 МВА.

1.4. Масляные горшковые: $U_{ном}$ до 20кВ, $I_{ном}$ до 6000А, $I_{отк.н}$ до 90кА, $P_{отк.н}$ до 3000 МВА.

2. Автогазовые выключатели, использующие продольное или поперечное дутье продуктов разложения твердых газогенерирующих веществ:

$U_{ном}$ до 10кВ, $I_{ном}$ до 600А, $I_{отк.н}$ до 17кА, $P_{отк.н}$ до 300 МВА.

3. Воздушные газонапорные: $U_{ном}$ до 750кВ, $I_{ном}$ до 4000А, $I_{отк.н}$ до 63кА, $P_{отк.н}$ до 82000 МВА. Используются сжатый воздух.

4. Электромагнитные (перемещение ствола дуги магнитным полем).

4.1. ЭМ ВВН с лабиринтными щелевыми камерами:

$U_{ном}$ до 15кВ, $I_{ном}$ до 200А, $I_{отк.н}$ до 29кА, $P_{отк.н}$ до 750 МВА.

4.2. ЭМ ВВН дугогасительные камеры с керамическими перегородками:

$U_{ном}$ до 15кВ, $I_{ном}$ до 2000А, $I_{отк.н}$ до 38кА, $P_{отк.н}$ до 1000 МВА.

5. Элегазовые (охлаждение дуги в потоке шестифтористой серы (SF_6) – элегаза): $U_{ном}$ до 750кВ, $I_{ном}$ до 4000А, $I_{отк.н}$ до 40кА, $P_{отк.н}$ до 50000 МВА и более.

6. Вакуумные выключатели (распад ствола дуги в вакууме при простом разрыве).

Обеспечивается вакуум -10^{-4} Па:

$U_{ном}$ до 35кВ, $I_{ном}$ до 1500А, $I_{отк.н}$ до 40кА, $P_{отк.н}$ до 250 МВА.

Приведем краткую характеристику выключателей по типам. Из масляных выключателей наибольшее распространение имеют маломасляные. В настоящее время маломасляные выключатели строятся на все напряжения вплоть до 500 кВ. Они имеют следующие преимущества:

1. Малые размеры и масса масла.

2. Удобны в эксплуатации. Требуют малого времени для осмотра и ремонта.

Тем не менее, по сравнению с баковыми маломасляные имеют недостатки:

1. Менее надежны в работе, изоляционные детали несут повышенные механические нагрузки. Ниже мощность отключения.

2. Как правило, не допускают установки встроенных трансформаторов тока.

3. В условиях низких температур трудно обеспечить прогрев масла для обеспечения его малой вязкости.

С целью увеличения мощности и сокращения габаритов в выключателях вместо сжатого воздуха используют элегаз (SF_6), обладающий высокой электрической прочностью и дугогасящей способностью. Дугогасящая способность у элегаза в 5 раз выше, чем у воздуха. При давлении 0,2 МПа электрическая прочность элегаза приближается к прочности трансформаторного масла.

Недостатком элегаза является высокая температура сжижения. При давлении 1,5 МПа температура сжижения составляет всего 6°C. Чтобы избежать сжижения газа, специальная схема автоматики и нагреватель обеспечивают необходимую постоянную температуру газа.

Преимуществом электромагнитного выключателя являются:

1. Выключатель взрыво- и пожаробезопасен.

2. Для его работы не требуется сжатого воздуха или трансформаторного масла.
 3. Малый износ контактов, дугостойкая камера, быстрое гашение дуги позволяет производить большое число коммутаций без ревизии.
 4. Выключатель малочувствителен к собственной частоте отключаемой цепи.
- Недостаток – большие габариты дугогасительного устройства, что затрудняет развитие выключателя по напряжению.

Поэтому такие выключатели строятся на напряжение не выше 15 кВ.

Вакуумные выключатели. Давление внутри контактной колбы равно 10^{-4} Па. Электрическая прочность такой среды достигает 100 МВ/м. При расхождении контактов вначале образуется жидкий металлический мостик, который нагревается до высокой температуры и испаряется. Загорается так называемая вакуумная дуга в среде паров металла электродов. При прохождении тока через нуль дуга гаснет. После прохождения тока через нуль через 10 мкс между контактами восстанавливается электрическая прочность вакуума.

Достоинство – высокая электрическая износостойкость (до $2 \cdot 10^6$ операций).

Недостатки:

- небольшие величины номинального тока отключения;
- срезы тока, вызывающие перенапряжения при отключении индуктивной нагрузки.

Список использованных источников:

1. Афанасьев В.В. Конструкция выключающих аппаратов высокого напряжения. Ленинград, «Энергия», 1969, 640с.
2. Кукеков Г.А. Выключатели переменного тока высокого напряжения. Ленинград, «Энергия», 1972, 228с.
3. Полтев А.И. Элегазовые аппараты. Ленинград, 1971, 151с.

УДК 621.313.333

Нестерчук О. В.¹, магістр, Кімстач О. Ю.², канд. техн. наук., доцент

¹ Миколаївський глиноземний завод, м. Миколаїв

² Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

ВПЛИВ ФАЗИ НАПРУГИ ПРИ ПУСКУ НА ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Постановка проблеми. При пуску асинхронного двигуна (АД) виникають складні перехідні процеси, що характеризуються виникненням значних сплесків струму [2]. Існує потреба їх обмеження, що можливо шляхом забезпечення визначених умов пуску АД. Тому слід визначити всі фактори, що впливають на максимальні значення струмів АД при пуску.

Мета роботи – визначення впливу фази напруги при пуску на динамічні характеристики АД.

Основна частина. Досягнення поставленої мети виконувалося на підставі експериментального дослідження за допомогою схеми, наведеної на рис. 1. Вимірювання пускових характеристик АД здійснювалося цифровим осцилографом типу SIGLENT SDS1022DL. В якості дослідного зразка використано АД з параметрами: $P_2 = 1,68$ кВт, $U_1 = 380/220$ В, $I_1 = 3,15/5,4$ А, $n_2 = 2850$ об/хв, $R_1 = 3,3$ Ом.

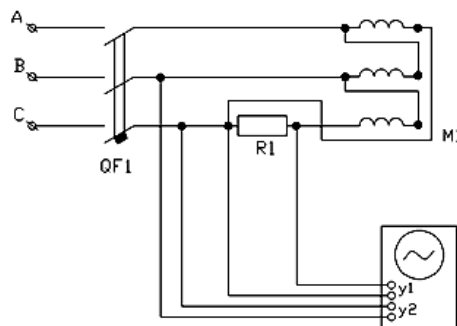


Рис. 1. Схема дослідної установки

В ході експерименту було проведено десять пусків АД та отримано десять осцилограм для напруги (рис. 2) і для струму (рис. 3). Для кожної з них визначені значення амплітуд перших та максимальних хвиль, які наведені у таблиці 1.

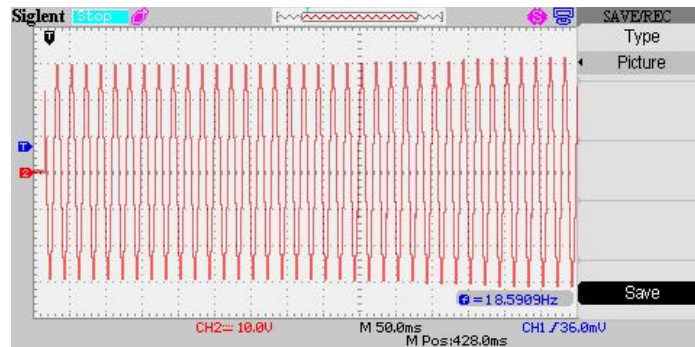


Рис 2. Перехідна характеристика напруги

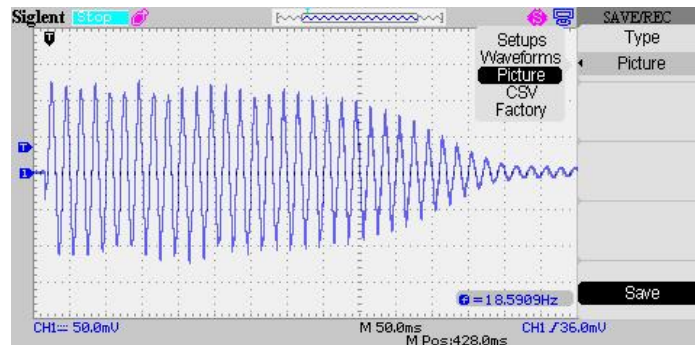


Рис 3. Перехідна характеристика струму

На основі отриманих значень були побудовані залежності амплітуди струму першої хвилі $I_{1хв}$ (рис. 4) та амплітуди максимальної хвилі I_{max} (рис. 5) від фази напруги φ при пуску АД [2].

В ході проведеного експериментального дослідження впливу зміни фази вмикання напруги на амплітуди першої та максимальної хвилі струму було виявлено розбіжність між значеннями струмів при однакових та близьких фазах вмикання. Це пояснюється тим, що на характер перехідних процесів реального АД оказують вплив багато інших чинників: залишкове намагнічування, взаємне розташування векторів МРС залишкового намагнічування і МРС обмотки статора, взаємне розташування статора і ротора, температурний стан обмоток та ін [1, 2].

Таблиця. 1. Значення початкової фази та амплітуд струмів першої та максимальної хвиль

φ , град.	143	144	0	0	251	217	215	249	144	180
I_{max} , А	62,4	63,4	59,5	60,5	61,4	60,5	60,5	60,5	59,5	63,4
$I_{1хв}$, А	61,4	62,4	52,8	58,6	49	59,5	60,5	42,2	59,5	63,4

Аналізуючи залежність (рис. 4), можна відмітити, що вплив фази вмикання напруги на амплітуду струму першої хвилі зумовлює суттєву розбіжність в діапазоні між значеннями, що досягає майже 34 %. Таке достатньо велике значення розбіжності дозволяє стверджувати, що амплітуда першої хвилі суттєво залежить від фази включення АД. А для залежності (рис. 5) вплив зміни фази вмикання напруги на амплітуди струмів максимальних хвиль незначний і складає приблизно 6 %.

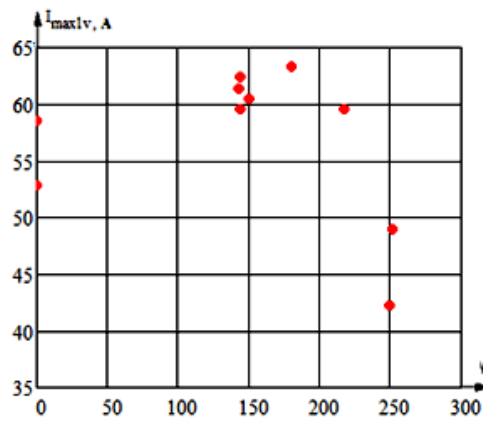


Рис. 4. Амплітуда струму першої хвилі

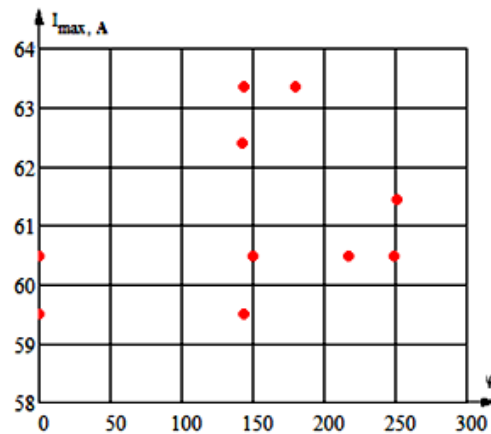


Рис. 5. Амплітуда струму максимальної хвилі

Висновки. Фаза напруги при пуску АД суттєво впливає на амплітуду першої хвилі струму. При підборі фази напруги можна зменшити амплітуду першої хвилі струму приблизно на третину.

Список використаних джерел:

1. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.:
2. Кімстач О. Ю. Проектування асинхронних двигунів малої і середньої потужності загального призначення з короткозамкненим ротором: навчальний посібник. – Миколаїв; НУК, 2015. – 188 с.

УДК 621.313

Новогрецький С. М., к.т.н., доцент, Прудников А. О.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

РЕГУЛЮВАННЯ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ РЕАКТОРА ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПУ ШЛЯХОМ ЗМІНИ КОЕФІЦІЄНТА ВЗАЄМОІНДУКЦІЇ МІЖ ОБМОТКАМИ

Перші спроби створення реакторів зі змінними параметрами були зроблені ще в 30-ті роки. Для зміни індуктивності реактора використовувалося переміщення сталевго осердя реактора. Однак механічне переміщення осердя займає багато часу. Тому такого типу реактори застосовуються практично тільки в спеціальних випробувальних установках або в дугогасних реакторах.

Значним проривом на шляху створення керованих реакторів була побудова фірмою BBC в 1979 році керованого реактора трансформаторного типу на 750 кВ, 450 МВАр пофазного виконання (по 150 МВАр в кожній фазі) [1]. Кожна фаза реактора містить замкнутий магнітопровід з зазорами в стрижні і три обмотки: мережеву (зовнішню), постійно підключену до мережі вищої напруги, обмотку управління (внутрішню), замкнуту тиристорним блоком, і компенсаційну обмотку, призначену для компенсації третьої гармоніки в струмі реактора. З цією метою компенсаційні обмотки трьох фаз з'єднані в трикутник (см. рис. 1). Цей реактор був встановлений в системі Гідро-Квебек (Канада) і експлуатується до теперішнього часу. Його перевагою є великий діапазон і простота регулювання струму, а також і безінерційне регулювання.

Конструкція реактора повторювала звичайну конструкцію трансформатора без будь-яких принципових змін. Це призвело до підвищених втрат в реакторі, які приблизно в 5 разів перевищували втрати в обмотках

(2% від номінальної потужності). Не були прийняті заходи і для зниження вищих гармонік в струмі реактора, викликані роботою тиристорів. В результаті вміст вищих гармонік в струмі реактора склав 6% від номінального струму. Останній недолік вдалося подолати установкою фільтрів на стороні високої напруги, що значно знижує надійність роботи реактора і ускладнює його експлуатацію.

По викладеним причинам фірма (BBC) припинила подальші поставки керованих реакторів і більш того повністю припинила всі розробки в цьому напрямі.

Невдача фірми BBC у створенні керованого реактора трансформаторного типу підштовхнула розвиток іншого напрямку – так званих насичувальних реакторів, де зміна індуктивності реактора відбувається через насичення сталі осердя і відповідно витіснення магнітного потоку з осердя. Принцип управління характеристиками реактора шляхом штучного підмагнічування сталі був реалізований в ряді проектів керованих реакторів. Конструкція цих реакторів значно складніша і дорожча у порівнянні з реакторами

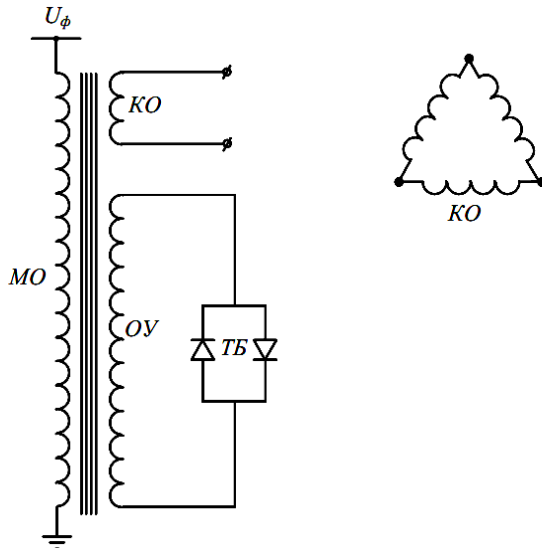


Рис. 1. Принципова схема керованого реактора трансформаторного типу виробництва BBC

трансформаторного типу, але система управління таких реакторів дешевша. В результаті вартість цих двох типів реакторів виявляється приблизно однаковою. Втрати потужності в три-чотири рази менші, ніж у реакторах фірми BBC, а вміст вищих гармонійних у насичувальних реакторах такий самий. Великим недоліком реактора, керованого підмагнічуванням, є надзвичайно великий час відгуку – кілька секунд без прийняття спеціальних заходів. Ці заходи (форсування потужності реактора) вимагають додаткових витрат. З усіх цих причин керовані підмагнічуванням реактори не отримали широкого застосування, незважаючи на інтенсивну рекламу.

Треба зазначити, що подальший розвиток теорії конструкції керованого реактора трансформаторного типу (УШРТ) дозволив значно поліпшити їх техніко-економічні показники. В результаті співпраці СПБДПУ і компанії BHEL був створений трифазний реактор 11 кВ, 2 МВАр. Випробування цього реактора показали, що втрати потужності в ньому трохи перевищують втрати в обмотках, а вміст вищих гармонійних не перевищує 2% від номінального струму. Успішний результат цього етапу розвитку УШРТ дозволив створити промисловий зразок УШРТ 400 кВ, 50 МВАр [1]. Виробництво цього реактора було завершено в середині 2001 року, а його офіційний пуск в експлуатацію відбувся на початку листопада того ж року. З тих пір реактор успішно експлуатується на проміжній підстанції лінії 400 кВ поблизу м. Ітарсі в Центральній Індії.

Розглянемо можливість використання статичного індукційного перетворювача трансреакторного типу для регулювання реактивної потужності індуктивного характеру. У загальному випадку конструкція такого перетворювача складається з первинної і вторинної обмотки, розташованих на одному осерддю, а також додаткової вторинної обмотки, відділеної від основних обмоток магнітним шунтом, що регулює частину магнітного потоку, що протікає через неї. Додаткова й основна вторинні обмотки з'єднуються послідовно, що дозволяє при зміні магнітних характеристик шунта (наприклад, шляхом підмагнічування) регулювати вихідну напругу. При цьому змінюється і реактивний опір трансреактора за рахунок збільшення потоків розсіювання і зменшення коефіцієнта взаємодування між обмотками. Таким чином, якщо послідовно з'єднані вторинні обмотки замкнуті, одержимо регульоване джерело реактивної потужності [2].

Для аналізу в першому наближенні електричних властивостей конструкції, прийемо наступні положення:

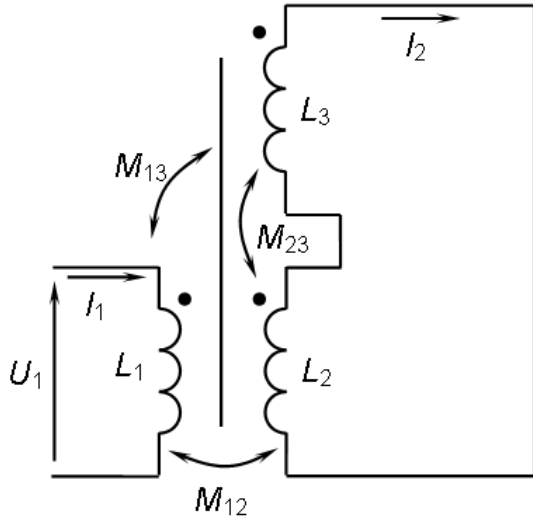


Рис. 2. Заступна схема трансреактора

а) активні опори обмоток вважаємо зневажливо малими в порівнянні з індуктивними і приймаємо їх рівними нулеві;

б) коефіцієнт взаємодуції між основними обмотками вважаємо величиною постійною і не залежною від магнітного стану шунта;

в) коефіцієнти взаємодуції між додатковою обмоткою й основними обмотками залежать тільки від магнітного опору шунта;

г) повні індуктивні опори обмоток при зміні магнітного опору шунта залишаються постійними.

Тоді для заступної схеми, представленної на рис. 2, можна записати наступну систему рівнянь:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega(M_{12} + M_{13})\dot{I}_2; \\ 0 = j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega L_3 \dot{I}_2 + 2j\omega M_{23} \dot{I}_2 - j\omega(M_{12} + M_{13})\dot{I}_1, \end{cases}$$

де L_1, L_2, L_3 – повні індуктивності основної первинної, основної і додаткової вторинних обмоток відповідно; M_{12}, M_{13}, M_{22} – взаємні індуктивності обмоток; C – ємність конденсаторної установки; I_1, I_2 – струми в первинній і вторинній обмотках відповідно; U_1 – фазна напруга на первинній обмотці; $\omega = 2\pi f$, f – частота напруги.

Розв'яжемо систему рівнянь щодо струмів:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_1 - \frac{j\omega^2(M_{12} + M_{13})^2}{\omega L_2 + \omega L_3 + 2\omega M_{23}}} = \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_1} k_{1i}; k_{1i} = \frac{1}{1 - \frac{(M_{12} + M_{13})^2}{(L_2 + L_3 + 2M_{23})L_1}}; \\ \dot{I}_2 &= \frac{\dot{U}_1 \omega (M_{12} + M_{13})}{j\omega L_1 \left(\omega L_2 + \omega L_3 + 2\omega M_{23} - \frac{1}{\omega C} \right) - j\omega^2 (M_{12} + M_{13})^2} = \frac{\dot{U}_1}{j\omega L_1} k_{2i}; \\ k_{2i} &= \frac{(M_{12} + M_{13})}{(L_2 + L_3 + 2M_{23}) - \frac{(M_{12} + M_{13})^2}{L_1}}, \end{aligned}$$

де k_{1i} і k_{2i} – безрозмірні коефіцієнти зміни струмів у первинному і вторинному колі відповідно.

Тоді реактивна потужність установки і напруга на додатковій вторинній обмотці:

$$\begin{aligned} Q_1 &= \frac{3j\dot{U}_1^2}{\omega L_1} k_{1Q}; k_{1Q} = k_{1i} = \frac{1}{1 - \frac{(M_{12} + M_{13})^2}{(L_2 + L_3 + 2M_{23})L_1}}; \\ \dot{U}_2 &= \frac{\dot{U}_1}{\omega L_1} k_{2i} (\omega L_3 + \omega M_{23}) - \frac{\dot{U}_1}{\omega L_1} k_{1i} \omega M_{13} = \dot{U}_1 k_{3u}; \\ k_{3u} &= k_{2i} \frac{(L_3 + M_{23})}{L_1} - k_{1i} \frac{M_{13}}{L_1}, \end{aligned} \quad (1)$$

де k_{1Q} і k_{3u} – безрозмірні коефіцієнти зміни реактивної потужності, споживаної з мережі, і зміни напруги на додатковій вторинній обмотці.

Введемо наступні позначення:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{2\Sigma} (w_1/w_{2\Sigma})^2 = L_{2\Sigma} k_{\text{тр}}^2; L_3 = L_{2\Sigma} \cdot x^2; L_2 = L_{2\Sigma} \cdot (1-x)^2; \\ M_{12} &= \sqrt{(1-\sigma_{12})L_1 L_{2\Sigma}} = \sqrt{(1-\sigma_{12})L_1 L_{2\Sigma}} \cdot (1-x); M_{13} = \sqrt{(1-\sigma_{13}-\sigma_{\text{ш}})L_1 L_3} = \sqrt{(1-\sigma_{13}-\sigma_{\text{ш}})L_1 L_{2\Sigma}} \cdot x; \\ M_{23} &= \sqrt{(1-\sigma_{23}-\sigma_{\text{ш}})L_2 L_3} = \sqrt{(1-\sigma_{23}-\sigma_{\text{ш}})L_{2\Sigma}} x(1-x), \end{aligned}$$

де w_1 і $w_{2\Sigma}$ – кількість витків у первинній і сумарно у вторинних обмотках відповідно; $k_{\text{тр}}$ – коефіцієнт трансформації без урахування впливу магнітного шунта; $L_{2\Sigma}$ – сумарна індуктивність основної і додаткової вторинних обмоток при відсутності шунта; x – співвідношення витків додаткової вторинної обмотки і сумарних

витків вторинних обмоток; σ_{12} , σ_{13} , σ_{23} – коефіцієнти електромагнітного розсіювання між відповідними парами обмоток при відсутності шунта; $\sigma_{ш}$ – коефіцієнт електромагнітного розсіювання, обумовлений дією магнітного шунта.

Виходячи з представлених виразів, напруга на додатковій вторинній обмотці, як і реактивна потужність, споживана з мережі, є функціями двох перемінних: співвідношення витків x і коефіцієнта розсіювання $\sigma_{ш}$:

$$k_{1Q} = k_{1i} = \frac{1}{1 - \frac{(\sqrt{(1-\sigma_{12})} \cdot (1-x) + \sqrt{(1-\sigma_{13}-\sigma_{ш})} \cdot x)^2}{((1-x)^2 + x^2 + 2\sqrt{(1-\sigma_{23}-\sigma_{ш})} x(1-x))}}; \quad (2)$$

$$k_{2i} = \frac{(\sqrt{(1-\sigma_{12})} \cdot (1-x) + \sqrt{(1-\sigma_{13}-\sigma_{ш})} \cdot x) k_{TP}}{\left(((1-x)^2 + x^2 + 2\sqrt{(1-\sigma_{23}-\sigma_{ш})} x(1-x)) - (\sqrt{(1-\sigma_{12})} \cdot (1-x) + \sqrt{(1-\sigma_{13}-\sigma_{ш})} \cdot x)^2 \right)};$$

$$k_{3u} = k_{2i} \frac{(x^2 + \sqrt{(1-\sigma_{23}-\sigma_{ш})} x(1-x))}{k_{TP}^2} - k_{1i} \frac{\sqrt{(1-\sigma_{13}-\sigma_{ш})} \cdot x}{k_{TP}}. \quad (3)$$

Для проведення чисельного аналізу прийемо наступні параметри: $\sigma_{12} = \sigma_{13} = \sigma_{23} = 0,001$; $k_{TP} = 1$.

Графіки залежностей, розрахованих по формулах (2) і (3), представлені на рис.3.

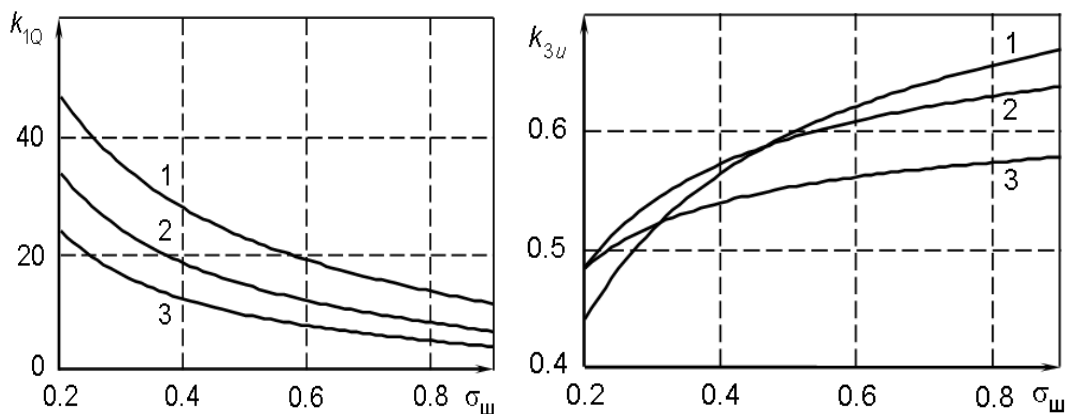


Рис. 3. Залежність безрозмірних коефіцієнтів зміни реактивної потужності k_{1Q} і напруги на додатковій вторинній обмотці k_{3u} від коефіцієнта розсіювання $\sigma_{ш}$ ($1 - x = 0,25$; $2 - x = 0,32$; $3 - x = 0,4$).

З формули (1) видно, що для визначення споживаної реактивної потужності коефіцієнт k_{1Q} помножується на реактивну потужність, що споживає трансреактор у режимі холостого ходу, тобто при розімкненому вторинному колі. Для трансформаторів струм холостого ходу, а отже і з достатнім ступенем точності споживана реактивна потужність, зазвичай складає 2,5...4,5% від номінальних параметрів. Таким чином, граничне значення коефіцієнта $k_{1Q} = 40...22,5$. З рис. 3 видно, що при $x = 0,4$ параметр k_{1Q} змінюється в межах 4,4...24, а при $x = 0,32$ – у межах 7...34. Тобто кратність регулювання складає 4,8...5,4 рази, що є задовільним для задач регулювання реактивної потужності.

Список використаних джерел:

1. Александров Г.Н. Управляемые реакторы. [Текст] / Г.Н. Александров. В.П., Луinin – Санкт – Петербург. Третье издание Центра подготовки кадров энергетики, 2005. – 200 с.
2. Новогрецкий С.Н. Управляемый реактор трансформаторного типа с пространственным магнитопроводом. [Текст] / С.Н. Новогрецкий, А.А. Прудников, В.И. Моргун // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: Матеріали VII Міжнародної науково-технічної конференції, м. Миколаїв, 12-14 жовтня 2016р. – Миколаїв: НУК, 2016. – С. 327.

УДК 621.314

Ставинский Р.А., к.т.н., доцент, Ставинская Ю.В.

Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, г. Николаев

СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ РАВНОМЕРНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНДУКЦИИ В ЭЛЕМЕНТАХ АКТИВНОЙ ЧАСТИ ВИТЫХ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ МАГНИТОПРОВОДОВ ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ С ШЕСТИГРАННЫМ ВНУТРЕННИМ КОНТУРОМ

Трансформаторы с пространственным витым магнитопроводом обладают рядом преимуществ относительно аналогов с плоскими магнитными системами [1, 2]. При этом они отличаются существенной неравномерностью распределения магнитного поля в активном объеме. Указанная неравномерность вызвана изменением геометрии магнитопровода в радиальном направлении и требует учета при проектировании.

Пример графической интерпретации распределения средних значений индукций каждого i -го элемента участков стержней B_{ci} , а также прямых и угловых участков ярем $B_{яi}$ и B_{yi} , рассчитанных по методике [2], представлен на рис. 1, а.

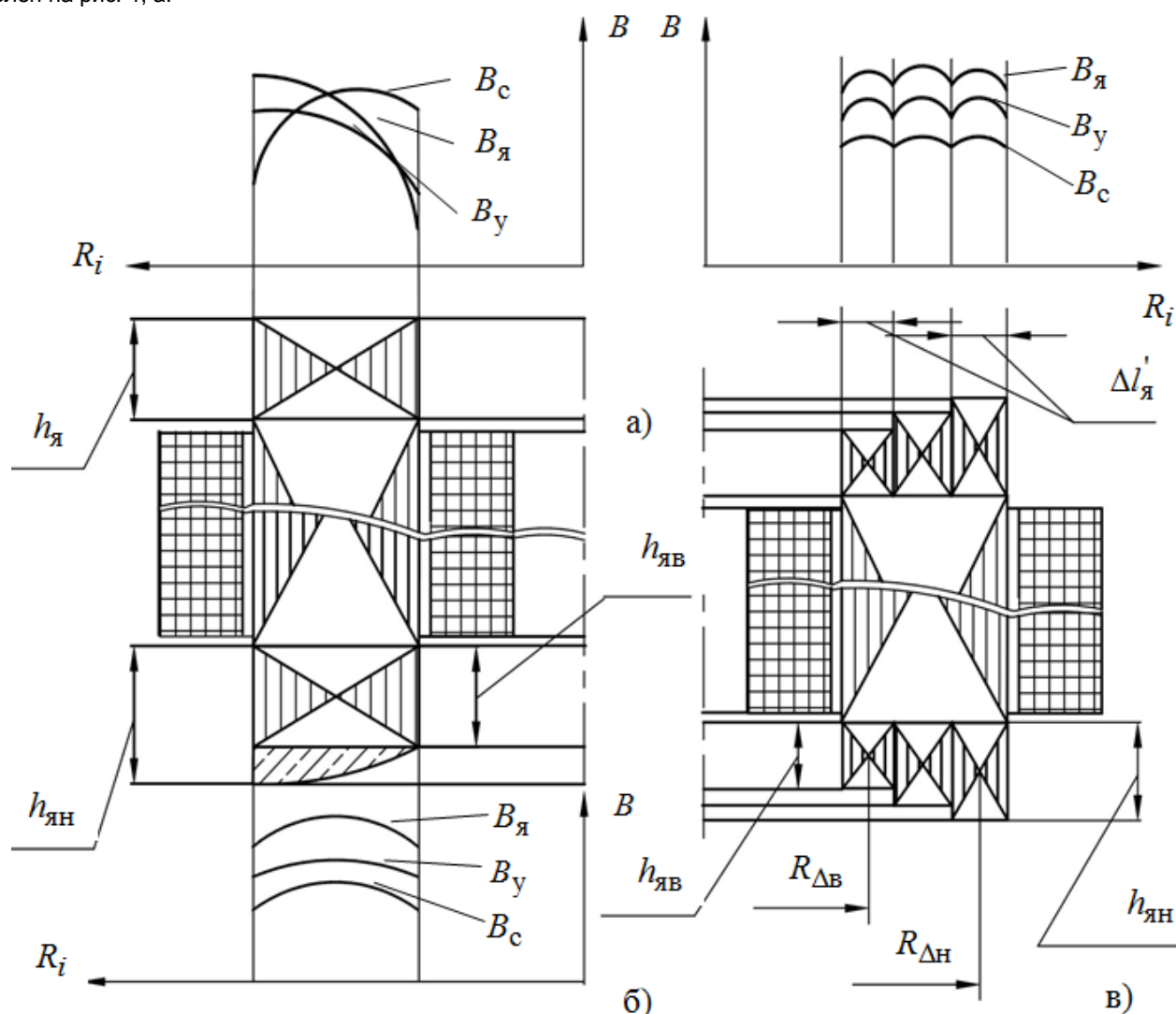


Рис. 1. Распределения индукции в элементах магнитопровода и варианты конструкций и конфигураций сечения ярма:
а – традиционная конфигурация; б – составное ярмо с основанием из ФМКМ;
в – составное ярмо из элементов различной высоты.

Из указанного рисунка следует, что наиболее используемыми в электромагнитном отношении участками витого пространственного магнитопровода (ВМП) с прямоугольной формой поперечного сечения являются области ярем в зоне внешнего контура магнитопровода. Насыщение стали данных областей приводит к снижению среднего значения индукции стержня и зазора в зоне внешнего контура и увеличению, согласно [3], потерь в стали и активной составляющей тока холостого хода (ТХХ).

В связи с указанной особенностью, для повышения КПД и класса точности специальных силовых и измерительных трехфазных трансформаторов (ТТ) малой и средней мощности с ВПМ, могут быть использованы конструкции магнитопровода (рис. 1, б и в) с перераспределением электромагнитного поля в направлении $R_{сн}$ на основе изменяющейся вдоль $I_{я}$ высоты ярма. При этом возрастающие в направлении наружного контура высоты $h_{я1}$ и сечения элементарных зон в пределах $\delta_{л}$ (рис. 1, б) ярма с внешней торцевой поверхностью, отличной от плоскости, могут быть обеспечены основанием из ферромагнитного композиционного материала (ФМКМ).

Ярмо стыкового ВПМ также может быть выполнено из частей с высотой $h_{ян}$ охватывающей части, превышающей высоту $h_{яв}$ охватываемой части (рис. 1, в). Кроме того, ярма могут наматываться из лент с изменяющейся шириной.

В указанных вариантах технического решения перераспределения поля недоиспользуемый объем стали из зоны внутреннего контура ярма перемещается в зону наружного контура ярма, повышается равномерность распределения индукции в ярмах, стержнях и стыках и дополнительно к активной, снижается также и реактивная составляющая ТХХ.

Список использованных источников:

1. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов.- М.: Энергоатомиздат, 1986.- 528 с.
2. Ставинский Р.А. Особенности распределения магнитного поля в пространственном магнитопроводе трехфазного трансформатора малой мощности // Електромашинобудування та електрообладнання. Міжвідомчий науково-технічний збірник. – К.: Техніка. – 2000. – Вип. 54. – С. 63–67.

УДК 621.313

Сташук Д. М.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, г. Николаев

АСИНХРОНИЗИРОВАННЫЕ СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ КАК ЭЛЕМЕНТ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Асинхронизированная машина (АСМ) представляет собой электромеханический комплекс, состоящий из собственно электрической машины, возбудителя, автоматического регулятора возбуждения.

Частота напряжения на выходе возбудителя (выводы возбудителя, подключенные к кольцам ротора) может изменяться по требуемому закону и равна в установившемся режиме разности круговых частот вращения поля статора и ротора (частоте скольжения) машины. Это означает, что возбудитель асинхронизированной машины является в общем случае преобразователем частоты напряжения источника питания в частоту скольжения [1].

Автоматический регулятор возбуждения служит для формирования требуемой функции регулирования машины, усиливаемой возбудителем. Очевидно, что число выходных сигналов регулятора соответствует числу фаз ротора машины. Функция регулирования формируется на основе информации, полученной с той или иной переменной, характеризующей режим работы машины.

В качестве электрической машины, входящей в состав асинхронизированной машины, может использоваться асинхронная машина с фазным ротором как серийного изготовления, так и специально спроектированная. В первом случае потребуются некоторые незначительные изменения – усиление бандажа ротора для работы со сверхсинхронной скоростью, иногда вывод шести контактных колец и др. Во втором случае, который, как правило, имеет место при создании мощных асинхронизированных машин, удастся получить систему с лучшими технико-экономическими показателями, так как машина проектируется с учетом свойств всех остальных элементов данного электромеханического комплекса.

Возбудитель асинхронизированной машины может быть создан на основе как электрических машин, так и вентильных устройств. Электромашинная система возбуждения состоит из коллекторных машин переменного тока и в настоящее время не применяется из-за недостатков таких систем.

Современная система возбуждения состоит из управляемых тиристорных преобразователей частоты. Из большого числа таких преобразователей – инверторов тока и напряжения, непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией (НПЧЕ) – наиболее пригодными для асинхронизированных машин являются НПЧЕ с синусоидальной формой выходного тока.

Основной отличительной особенностью асинхронизированных машин от обычных синхронных машин является наличие двух (трёх) обмоток возбуждения. В нормальном режиме ротор может питаться постоянным или переменным током. При питании постоянным током, в отличие от обычной синхронной машины, осуществляется векторное управление возбуждением, что делает возможным устойчивую работу при любом угле нагрузки вплоть до 180° . При питании ротора переменными токами поле возбуждения вращается отно-

сительно ротора, при этом сохраняется синхронность с полем статора. В результате, появляется возможность работы с переменной частотой вращения турбины, что актуально для гидрогенераторов, а также генераторов ветроустановок. Асинхронизированные турбогенераторы (АСТГ) мощностью от 110 до 320 МВт введены в эксплуатацию и работают в энергосистемах России и Украины (Таблица 1) [2]. АСТГ позволяют работать не только с выдачей, но и с глубоким потреблением реактивной мощности, тем самым регулируя напряжение на шинах станции в широком диапазоне.

Таблица 1.

Тип	Мощность	Место установки	Год ввода в эксплуатацию
АСТГ-200-2У3	200 МВт	Энергоблок №10, Бурштынская ГРЭС (Львовэнерго, Украина)	1985
АСТГ-200-2У3	220 МВт	Энергоблок №9, Бурштынская ГРЭС (Львовэнерго, Украина)	1991
ТЗФА-110-2У3	110 МВт	Энергоблок №8, ТЭЦ-22 Мосэнерго	2003
ТЗФАУ-160-2У3	160 МВт	Энергоблок №3 (ПГУ-450), ТЭЦ-27 Мосэнерго	2007
ТЗФАУ-160-2У3	160 МВт	Энергоблок №11 (ПГУ-450), ТЭЦ-21 Мосэнерго	2008
ТЗФАУ-160-2У3	160 МВт	Энергоблок №4 (ПГУ-450), ТЭЦ-27 Мосэнерго	2008
ТЗФСУ-320-2У3	320 МВт	Энергоблок №3, Каширская ГРЭС	2009

Асинхронизированные турбогенераторы позволяют решать ряд задач, актуальных для современных энергетических систем:

- расширить допустимый диапазон регулирования напряжения на шинах станции;
- отказаться от установки шунтирующих реакторов на линиях электропередачи, существенно сократив таким образом затраты на нормализацию уровней напряжения;
- вывести параллельно работающие синхронные турбогенераторы из неблагоприятных для них режимов работы с высоким коэффициентом мощности, близким к 1, (или с потреблением реактивной мощности) в безопасные для них режимы с выдачей реактивной мощности и, тем самым, продлить их срок службы (увеличить межремонтные периоды);
- повысить в целом надёжность эксплуатации энергоблоков электростанции не только за счёт более высокой живучести АСТГ (работа в резервных режимах при отказах в системе возбуждения), но также и за счёт повышения надёжности параллельно работающих энергоблоков с синхронными турбогенераторами.

Экономическая выгода применения АСМ при правильном выборе объектов их применения, значительна. АСМ имеют более высокую стоимость по сравнению с синхронными машинами, но при этом обеспечивается экономия как капитальных затрат, так и эксплуатационных расходов, повышается надёжность работы генерирующего оборудования.

Асинхронизированные гидрогенераторы (гидрогенераторы-двигатели):

В мировой электроэнергетике на сегодняшний день не вызывает сомнений преимущества применения гидроагрегатов с переменной частотой вращения на базе асинхронизированных гидрогенераторов-двигателей (АСГД) для ГАЭС. Применение АСГД на ГАЭС позволяет:

- повысить средневзвешенный КПД при переменных напорах и совместить максимумы КПД для насосного и турбинного режима;
- расширить диапазон рабочих мощностей за счёт выхода из зон нестационарного потока (запрещённых зон);
- снизить вибрацию и улучшить кавитационные условия работы за счёт выбора оптимальной частоты вращения;
- существенно улучшить статическую и динамическую устойчивость работы генератора при работе в энергосистеме;
- расширить диапазон регулирования напряжения в области потребления реактивной мощности;
- существенно (на один-два порядка) повысить быстродействие регулирования активной мощности, что позволит снизить скорость регулирования турбины, тем самым увеличив её надёжность;
- регулировать активную мощность генератора при работе в насосном режиме.

Перечисленные выше свойства подтверждены длительным опытом эксплуатации АСГД в мире. В Японии АСГД мощностью от 20 до 400 МВт эксплуатируются с конца 80-х годов прошлого века. Производителями являются известные фирмы Hitachi, Toshiba и Mitsubishi. В Европе (Германия, Словения) эксплуатируются АСГД мощностью до 265 МВт. Проектами для вновь строящихся ГАЭС, как правило, предусматривается применение АСГД. Первые в мире АСГД были разработаны и изготовлены на «Электросиле» в 60-х годах с участием ВНИИЭ (теперь АО «НТЦ ФСК ЕЭС»). Два АСГД мощностью по 40 МВт были установлены на Иовской ГЭС Колэнерго. Генераторы имели симметричную двухфазную систему обмоток на роторе. Система возбуждения обеспечивала возможность длительной работы со скольжением $\pm 1\%$. В период 1968 – 1972 гг. успешно прошел испытания и опытно-промышленную эксплуатацию на Кислогубской опытной ПЭС разработанный ВНИИЭ и НИИ "Электросила" и изготовленный заводом "Электросила" АСГД мощностью 500 кВА, 400 кВт, напряжением 0,4 кВ, частотой вращения 500 об/мин и диапазоном регулируемого скольжения $\pm 30\%$. Регулирование частоты вращения повысило КПД на 5 – 6% [2].

Список использованных источников:

1. Шакарян Ю.Г. Асинхронизированные синхронные машины. [текст] / Ю.Г. Шакарян. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 192 с.
2. Асинхронизированные машины: генераторы, компенсаторы. АО «НТЦ ФСК ЕЭС». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ntc-power.ru/innovative_projects/asynchronized_machines_generators_compensators/.

УДК 621.313

Чекунов В. К., ст. викладач, Волков С. В., студент

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

РЕАЛИЗАЦИЯ ОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМУ РОЗПОДІЛУ ПОТУЖНОСТІ МІЖ СУДНОВИМИ СИНХРОННИМИ ГЕНЕРАТОРАМИ

Оптимальний розподіл потужності між паралельно працюючими генераторами істотно впливає на економічність експлуатації суднової електроенергетичної установки. У роботі розглядається реалізація мікропроцесорного блоку розподілу потужності. Система має забезпечувати два режими: збалансований (симетричний) і незбалансований (несиметричний) розподіл навантаження між генераторними установками, що приєднані до ГРЩ.

При обранні збалансованого методу, система гарантує, що кожний генератор має однаковий коефіцієнт завантаження (відсоток від максимального навантаження).

Якщо більш ніж один генератор приєднаний до ГРЩ і обраний незбалансований режим, суднова енергетична установка гарантує, що один з генераторів має постійний коефіцієнт завантаження (наприклад 80%), у той час як інший генератор відбирає надлишок потужності. Збалансований/незбалансований режим розподілу навантаження обирається з ЦПУ.

Збалансований режим розподілу навантаження використовується як базовий. Це гарантує, що навантаження на всіх генераторних агрегатах підключених до ГРЩ пропорційне, тобто генератор має той же відсоток максимального завантаження що і всі генератори.

Незбалансований режим розподілу навантаження може служити як мінімум двом цілям. Одна мета – оптимізувати навантаження на одному генераторному агрегаті із максимумом ККД (оптимальне навантаження складає близько 80%), у той час як другий генераторний агрегат буде забезпечувати залишок навантаження. Інша мета – забезпечити постійне максимальне завантаження для дизеля.

Можливе ручне або автоматичне переключення між основним і резервним генераторами, що відбувається, періодично, наприклад кожні 24 годин.

При автоматичному режимі до функцій напівавтоматичного режиму додаються пуск/стоп генераторів у залежності від навантаження, і контроль споживачів великої потужності.

Автоматичний старт резерву може бути викликаний збільшенням навантаження або сигналізацією активного генератора. Дизель-генератор визначений як перший резервний запускається. При невдалому пуску запускається другий резервний генератор, а несправний генератор зупиняється і блокується.

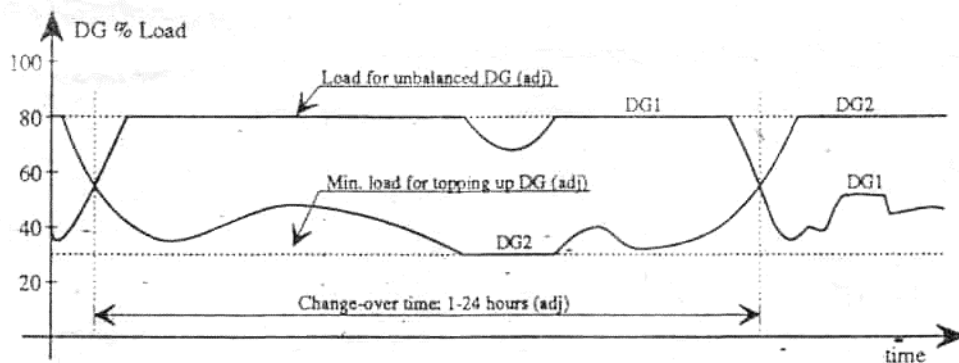


Рис. 1. Часова діаграма для 2-х ДГ із незбалансованим розподілом навантаження

Автоматична зупинка може бути викликана зменшенням навантаження або сигналізацією. Дизель-генератор розвантажується, і віддається команда на зупинку.

В автоматичному режимі система буде виконувати функції постійного виміру потужності споживаної і резервної. При зменшенні резерву до 20% і нижче, із витримкою 30 с запускається новий дизель-генератор і приєднується до ГРЩ.

У напівавтоматичному режимі, система видає сигнал про недостатність потужності, при зменшенні резерву до 0% запускається додатковий генератор з мінімальною затримкою (1с).

При зменшенні навантаження до межі в 60% від потужності основного генератора з витримкою 30 хвилин зупиняється додатковий генератор.

Описана системи розподілу потужності виконується з використанням мікропроцесорних комплектів фірми Atmel, яка пропонує спеціалізований набір мікросхем "Power Metering", до якого входять призначені для спільної роботи цифровий сигнальний процесор (DSP) AT73C500 та аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) AT73C501 і AT73C502. Набір призначений для побудови приладів обліку електроенергії різного класу і має наступні риси й особливості:

- робота у відповідності зі стандартом IEC 1036 (клас точності 1);
- робота у відповідності зі стандартом IEC 687 (класи точності 0,5 і 0,2) у випадку використання зовнішнього термокомпенсованого джерела опорної напруги для мікросхеми АЦП;
- одночасний вимір активної, реактивної і повної потужності й енергії;
- вимір частоти мережі, сили струму, напруги і коефіцієнта потужності;
- одночасні виміри по трьох фазах;
- три режими роботи: автономний, із зовнішнім мікроконтролером, багатоканальний;
- гнучкий інтерфейс із зовнішніми пристроями: 8-розрядний мікропроцесорний, вісім імпульсних виходів даних, вісім спеціалізованих ліній статусу;
- цифрове калібрування по посиленню і фазовому зсуву, не потребує застосування зовнішніх елементів.

Блок центрального процесора містить однокристальний мікроконтролер AT90S8535 і пристрої сполучення.

Порт В контролера використовується для введення аналогових сигналів з наступним їхнім перетворенням у цифровий вигляд.

Порт D використовуються для керування частотами обертання приводних двигунів і напругою збудження генераторів.

Також один біт порту D контролера використовується для введення знака різниці фаз, який отримано від блоку фазометра.

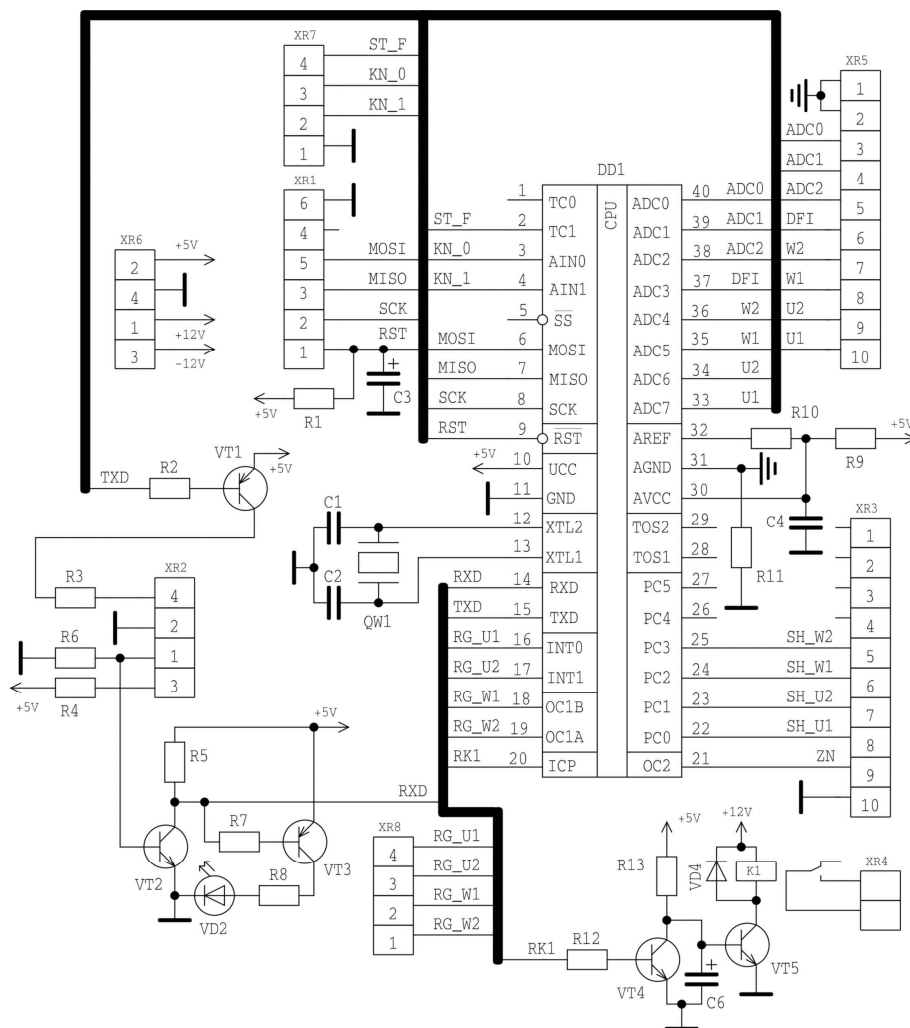


Рис. 2. Схема принципова електрична блоку процесора

АТ73С501/502 являють собою аналого-цифрові перетворювачі. Кожний з них містить шість 16-розрядних сігма-дельта АЦП другого порядку з послідовним виходом. У проєкті використовується АЦП АТ73С501 сігма-дельта, АЦП якого мають звичайний недиференційований вхід.

Результати вимірів по всіх шести каналам (три канали для виміру фазних струмів і три канали для виміру фазних напруг) запам'ятовуються у внутрішніх 16-розрядних регістрах АЦП, а потім загальна 96-бітова послідовність пересилається для наступної обробки в DSP AT73C500 по швидкісному послідовному інтерфейсу.

AT73C500 – високопродуктивний спеціалізований DSP, що підтримує обчислення значень потужності в одно- і трифазних електричних мережах. Для зв'язку з зовнішнім АЦП AT73C501 він має вбудований вхідний послідовний інтерфейс. Для представлення вихідних результатів DSP AT73C500 має вісім вихідних ліній даних і вісім окремих ліній статусу. Лінії даних можуть конфігуруватися на роботу в двох різних режимах, що вибираються програмно в залежності від режиму роботи DSP. Якщо зовнішнім пристроєм є мікроконтролер, то лінії даних представляють 8-розрядну шину даних.

У системі, яка пропонується, AT73C500 працює у комбінованому режимі. Процесор AT73C500 і зовнішній мікроконтролер обмінюються даними через 8-розрядний паралельний інтерфейс. Таке комбіноване включення забезпечує додаткову гнучкість при тестуванні і калібруванні а також полегшує реалізацію інтерфейсу з мікроконтролером керування.

Для реалізації алгоритму роботи мікропроцесорної системи на Асемблері складена програма.

Список використаних джерел:

1. Регістр судноплавства України. Правила класифікації та побудова морських суден, том 4,ч 11. Київ, 2003.
2. Толстов А.А. Устройство и эксплуатация судовых синхронных генераторов: учебное пособие для курсантов и студентов морских вузов. – Одесса: ОНМА, 2006.

УДК 62.396

Жук О. К., к.т.н., доцент, Жук Д. О., к.т.н., доцент, Криворучко Д. В., Воскобоєнко К. А., Киселев А. С., Осадченко Ю. В.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

ВИБІР РЕГУЛЯТОРІВ У СИСТЕМІ КЕРУВАННЯ СУЧАСНИМИ ВИСОКОВОЛЬТНИМИ ПЕРЕДАЧАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Актуальність. Протягом останніх 20 років спостерігається інтенсивний розвиток офшорних високовольтних кабельних електропередач постійного струму на основі надпотужних силових IGBT-модулів, що прийшли на зміну одноопераційним тиристорам. Крім широкого застосування таких вентилів у складі перетворювачів частоти різного призначення, активних і гібридних фільтрокомпенсуючих пристроїв, вони розширили спектр можливостей у галузі електроенергетики і успішно застосовуються у складі високовольтних передач постійного струму (ВППС) (HVDC - high-voltage, direct current). Сучасні ВППС на базі IGBT отримали назви HVDC «Light» або «Ultra Light». Перша з таких систем була реалізована у Швеції (1997 р.) в рамках проекту «Hellsjon». Кабельна ВППС довжиною 10 км. була розрахована на потужність 3 МВт і робочу напругу ± 10 кВ. З того часу в світі були встановлені десятки HVDC Light. Основою ВППС є перетворювачі напруги з широко-імпульсною модуляцією (ШІМ). У порівнянні з тиристорними «традиційними», ВППС «Light» з просторовою ШІМ вентилів забезпечують незаперечні переваги: оперативний незалежний контроль активної потужності, що передається через ВППС; можливість регулювання реактивної потужності на боці змінного струму (робота в режимі ВАР-компенсатора); покращені показники якості електроенергії у мережі живлення за рахунок використання багаторівневих перетворювачів; можливість реверсу потоку потужності при зміні полярності постійної напруги; зниженням вимог до фільтрів гармонік на боці змінного струму [12].

Схема ВППС наведена на рис. 1. Вона включає дві перетворювальні підстанції (ППС1, ППС2) на базі автономних інверторів напруги (АІН) із загальною нейтраллю, сполучені кабельною лінією (КЛ) постійного струму. Для захисту від гармонік на боці змінного струму використовуються вхідні реактори (ВР) з параметрами R, L і фільтрокомпенсуючі пристрої (ФКП1, ФКП2). Конденсатори $C1, C2$ на боці постійного струму кожної ППС призначені для зниження пульсацій постійної напруги і підтримки потрібного її рівня при короткочасних провалах напруги в мережі змінного струму. Лінійна напруга мережі змінного струму і напруга на боці постійного струму ППС відповідно – U_s, U_c ; СК1, СК2 – системи керування кожною з ППС.

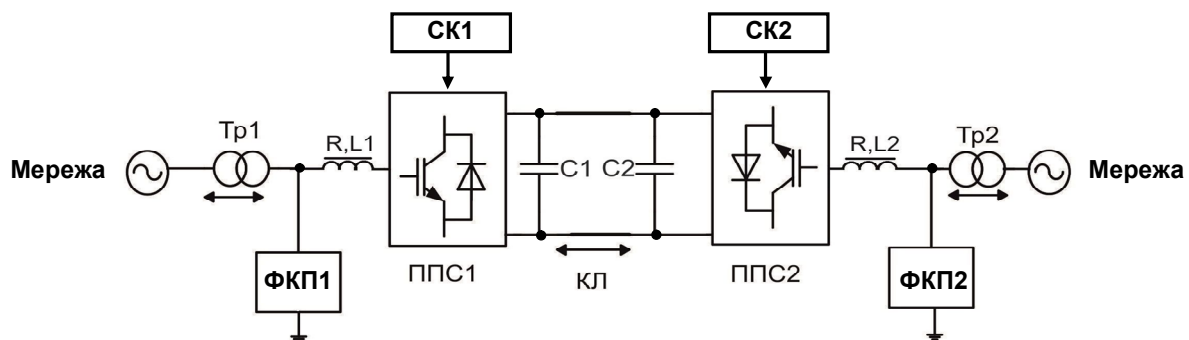


Рис. 1. Структура ВППС

Питання, пов'язані зі створенням силової частини ВППС достатньо добре вивчені і представлені в роботах вітчизняних та іноземних науковців. Подальше удосконалення сучасних ВППС пов'язано з розвитком їх систем керування (СК) і апаратної бази щодо реалізації СК.

Метою роботи є пошук найбільш ефективних регуляторів напруги, струму і потужності, які входять до складу СК ВППС.

Реалізація кола керування постійним струмом (ПС). Для схеми ВППС (рис. 1) внутрішній регулятор струму реалізується в синхронній dq системі координат [3 – 5]. Як правило, структури з перетворенням в dq координати включають РІ (ПІ) – регулятори, оскільки вони забезпечують необхідні характеристики при регулюванні змінних постійного струму [5]. Однак, згідно з [4], ПІ-регулятори струму не дозволяють якісно керувати складними системами, такими, як ВППС. Для поліпшення характеристик ПІ-регулятора струму у складі СК ВППС використовуються перехресні зв'язки та позитивний зв'язок за струмом [4 – 6]. Структура внутрішнього регулятора струму, реалізованого в синхронній системі відліку представлена на рис. 2.

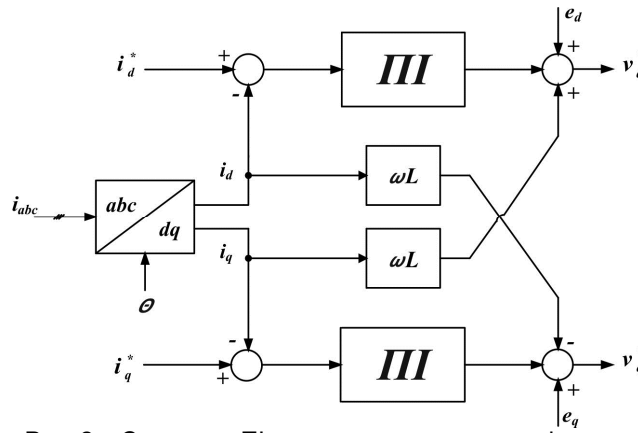


Рис. 2 – Структура ПІ-регулятора струму, реалізована у синхронній системі dq координат

Внутрішні контури для d і q складових струму мають однакову структуру і динаміку, тому налаштування регулятора струму приведені тільки для d -вісі.

Схема контуру керування представлена на рис. 3. Зв'язок між d і q вісями, а також позитивний зв'язок за напругою відсутні, оскільки вони можуть вносити додаткові збурення в систему.



Рис. 3. Структурна схема контуру керування струмом

Відносно блоків, представлених на рис. 3, слід зазначити наступне:

– блок регулятора струму враховується передаточною функцією

$$G_{PC} = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s}, \quad (1)$$

де k_{pc} – пропорційне підсилення, k_{ic} – інтегральний коефіцієнт регулятора струму;

– блок затримки керування, що обумовлена дискретністю цифрового обчислення з аперіодичною передавальною функцією із постійною часу $T_s = 1/f_s$

$$G_{ЗК} = \frac{1}{1 + sT_s}, \quad (2)$$

де $f_s = 8$ кГц – частота дискретизації;

– блок інвертора враховується аперіодичною передавальною функцією з постійною часу $T_{PWM} = 1/f_{PWM}$

$$G_{Інв} = \frac{1}{1 + s0.5T_{PWM}}, \quad (3)$$

де $f_{PWM} = 8$ кГц – частота комутації;

– вхідні реактори АІН спрощено враховуються передавальною функцією

$$G_{BP} = \frac{1}{R + sL}, \quad (4)$$

де L – індуктивність фільтра; R – власний опір.

При нехтуванні власним активним опором, рівняння (4) приймає вигляд

$$G_{BP} = \frac{1}{sL}; \quad (5)$$

– блок АЦП представлено передавальною аперіодичною функцією першого порядку з постійною часу $0.5T_s$

$$G_{АЦП} = \frac{1}{1 + s0.5T_s}. \quad (6)$$

Налаштування регулятора постійного струму виконується в два етапи. По-перше, аналітичним методом попередньо визначаються параметри регулятора за критерієм оптимального модуля [7]. По-друге, використовуючи пакет SISOtool з Matlab/Simulink можна знайти кінцеві значення параметрів ПІ-регулятора.

Регулятор постійної напруги. Основна задача регулятора постійної напруги – підтримка напруги в колі постійного струму ВППС у межах заданих значень. Регулятор постійної напруги використовується тільки на станціях ВППС берегового розташування і забезпечує на виході необхідне значення реактивного струму.

Блок-схема регулятора постійної напруги показана на рис. 4.

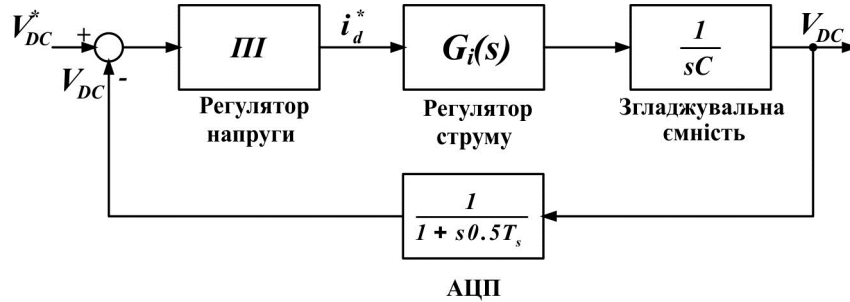


Рис. 4. Блок-схема контуру керування постійною напругою

Налаштування регулятора постійної напруги. Як і у випадку регулятора струму, для налаштування регулятора постійної напруги можна використовувати аналогічний алгоритм. А саме – використання аналітичного методу для налагодження регулятора постійної напруги за критерієм симетричного оптимуму [7], [8] з наступним отриманням кінцевих параметрів регулятора в пакеті SISOTool.

Одна з обов'язкових умов для забезпечення стабільності СК при налаштуванні зовнішніх регуляторів полягає в тому, що швидкодія зовнішнього регулятора (в даному випадку регулятор постійної напруги) має бути меншою за швидкодію внутрішнього регулятора (регулятора струму) [3].

Контур регулювання активної потужності. У якості регулятора активної потужності можна використати пропорційний П-регулятор. Отже, активний струм визначається рівняннями миттєвої активної та реактивної потужностей [1].

$$P = u_d i_d + u_q i_q ; \quad (7)$$

$$Q = u_q i_d - u_d i_q . \quad (8)$$

Виходячи з цих рівнянь, отримуємо еталонне значення струму по d -вісі

$$i_d^* = \frac{P^* u_d + Q^* u_q}{u_d^2 + u_q^2} , \quad (9)$$

де P^* , Q^* – відповідно еталонні значення активної і реактивної потужностей.

Для більш точного керування активною потужністю можна використати ПІ-регулятор [1, 9]. Блок-схема ПІ-регулятора активної потужності представлена на рис. 5.

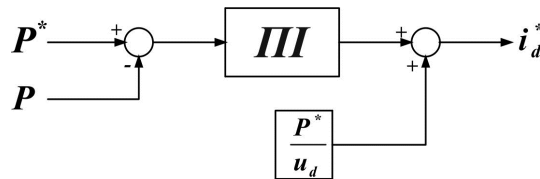


Рис. 5. ПІ-регулятор активної потужності

Регулятор реактивної потужності. Регулятор реактивної потужності аналогічний регулятору активної потужності, який був представлений раніше.

З рівнянь (7) та (8) отримуємо

$$i_q^* = \frac{P^* u_q + Q^* u_d}{u_d^2 + u_q^2} . \quad (10)$$

Для більш точного керування реактивною потужністю використовується структура, представлена на рис. 6 [1].

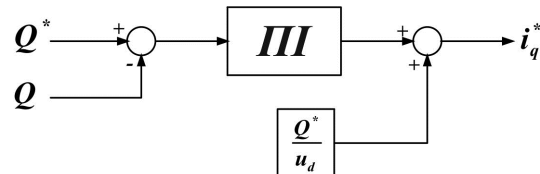


Рис. 6. ПІ-регулятор реактивної потужності

Регулятор змінної напруги. У ВППС з АІН керування може здійснюватись на боці змінного струму. В науковій літературі описані основні способи керування змінною напругою. Перший спосіб передбачає керування змінною напругою з урахуванням падіння напруги на фазі вхідного реактора АІН [1, 3].

В роботах [2, 10, 11] пропонується інший спосіб – за рахунок керування напругою на конденсаторі фільтра C_f .

Крім позначених, можна запропонувати ще один спосіб, при якому сигнал керування змінною напругою виробляється в системі синхронних dq координат. В [2, 10] зазначено, що контроль e_d і e_q є досить простим завданням. Схема керування e_d і e_q представлена на рис. 7 .

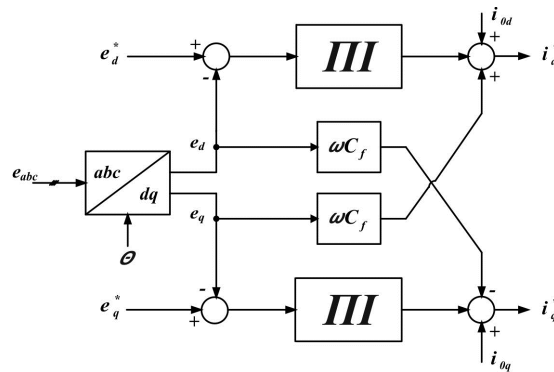


Рис. 7. Структура регулятора змінної напруги, реалізована в системі синхронних dq координат

Схема на рис. 7 показує, що зв'язок між e_d і e_q усувається за допомогою випереджаючого прямого зв'язку. Таким чином, механізм компенсації співпадає з таким, що використовується для визначення I_d і I_q (рис. 2). Крім того, структура, представлена на рис. 7, дозволяє незалежно керувати e_d і e_q через i_d^* та i_q^* відповідно [2, 10].

Зовнішні контури регулювання змінної напруги для dq координат мають однакову динаміку. Тому, параметри налаштування регулятора змінної напруги для d -вісі і параметри добротності для q -вісі приймаються аналогічними параметрам для d -вісі.

Схема регулювання змінної напруги представлена на рис. 8.

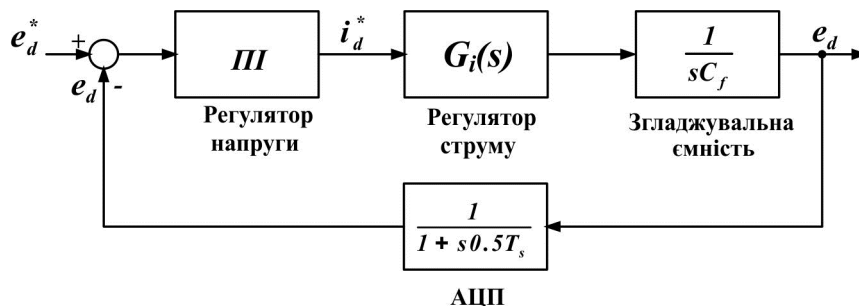


Рис. 8. Блок-схема контуру керування змінною напругою

Налаштування регулятора змінної напруги. Для налаштування ПІ-регулятора змінної напруги використовується алгоритм аналогічний алгоритму налагодження регулятора постійної напруги. Після виконання аналітичного розрахунку, остаточне визначення параметрів і виразу для такого ПІ-регулятора виконується в SISOTool.

Висновки. 1. Визначено стан та напрямки розвитку сучасних технологій у галузі високовольтних передач постійного струму.

2. Визначено принципи і структурні схеми контурів керування постійними та змінними струмами і напругами та потужністю у високовольтних передачах постійного струму.

3. Запропоновано узагальнений алгоритм визначення параметрів відповідних регуляторів.

Список літератури

1. C. Du, The control of VSC-HVDC and its use for large industrial power systems. PhD thesis, Department of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2003.
2. A.Yazdani and R.Iravani, Voltage Source Converters in Power Systems. John Wiley & Sons, March 2010. ISBN: 978-0-470-52156-4.
3. C. Du, A. Sanino, and M. Bollen, "Analysis of the control algorithms of voltage source converter hvdc," Power Tech, IEEE Rusia, pp. 1-7, 2005.
4. M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F.Blaabjerg, Control in Power Electronics - Selected Problems. Academic Press, 2002.
5. F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, pp. 1398 - 1409, 2006.
6. R. Song, C. Zheng, R. Li, and X. Zhou, "Vscs based hvdc and its control strategy," IEEE/PES Transmission and Distribution, pp. 1-6, 2005.
7. E. Ceanga, C. Nichita, L. Protin, and N. Cutululis, Theorie de la Commande des Systemes. Ed. Tehnica, Bucuresti, 2001.
8. W. Leonhard, Control of Electrical Drives, Third Edition. Springer, 2001. ISBN 3-540-41820-2.
9. A. Lindberg, PWM and Control of Two and Three Level High Power Voltage Source Converters. PhD thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 1995.
10. M. Delghavi and A.Yazdani, "A control strategy for islanded operation of a distributed resource (dr) unit," Power and Energy Society General Meeting, PES '09. IEEE, pp. 1-8, 2009.

11. L.Xu, B.W.Williams, and L.Yao, "Multi-terminal dc transmission systems for connecting large onshore wind farms," Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, IEEE, pp. 1-7, 2008.

12. Жук Д.О. Модель системи електрозабезпечення морських бурових платформ на базі високовольтної передачі постійного струму. Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки (ПСЕ). К.: 2008 – С. 72 – 75.

13. Поссе А.В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973 – 303 с.

УДК 62.396

Жук О. К., к.т.н., доцент, Жук Д. О., к.т.н., доцент, Криворучко Д. В., Воскобоєнко К. А., Киселев А. С., Осадченко Ю. В.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

ПРИНЦИПИ КЕРУВАННЯ СУЧАСНИМИ ВИСОКОВОЛЬТНИМИ ПЕРЕДАЧАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вступ. В сучасних «легких» [1] високовольтних передачах постійного струму (ВППС) з перетворювальними підстанціями (ППС) на базі автономних інверторів напруги (АІН), які з'єднують об'єкти морського і берегового розташування (рис. 1), керування процесами передачі електроенергії аналогічне до класичних ВППС. Регулювання активної потужності здійснюється на боці ППС2, а постійної напруги – на боці ППС1 [2].

У випадку передачі електроенергії між двома мережами змінного струму, потік потужності може бути двоспрямованим. Проте, в системах ВППС, які використовуються для вітрової електроенергетики з вітровими електростанціями (ВЕС) морського базування, потік активної потужності є односпрямованим (потужність генерована ВЕС передається від ППС2 до наземної електричної мережі через ППС1).

Однією з найважливіших переваг ВППС на базі АІН з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) є можливість незалежного керування активною і реактивною потужністю [3]. Тобто, величину реактивної потужності можна регулювати окремо на боці кожного з перетворювачів. Керування потоком активної потужності може здійснюватись шляхом зміни напруги у кабельній лінії постійного струму або зміною частоти на боці змінного струму [2].

Традиційні (тиристорні) ВППС мають природну затримку керування на часовий інтервал, що дорівнює половині періоду напруги кожної із з'єднаних мереж. Природна затримка керування сучасними ВППС значно менша. Вона визначається періодом ШІМ, що становить 10^{-4} с. Тому принципи керування сучасними ВППС повинні бути узгодженими з високою природною швидкістю перетворювальних підстанцій.

Метою роботи є пошук рішень щодо структурної організації систем керування (СК) сучасними ВППС в цілому та визначення складу і призначення регуляторів, які складають основу таких СК.

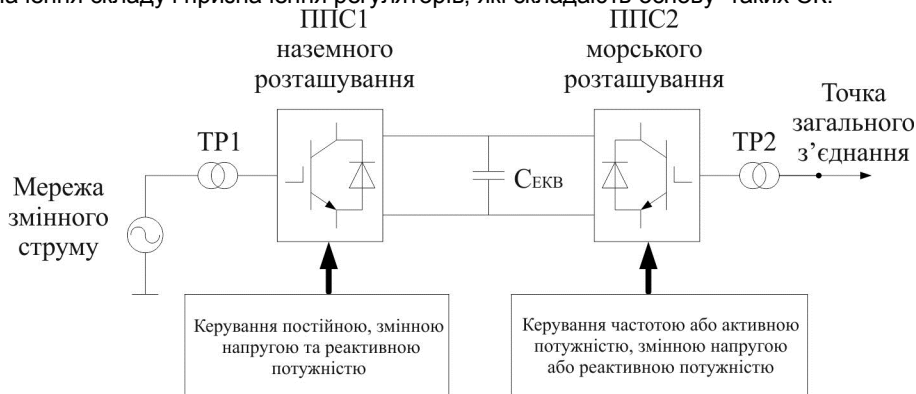


Рис. 1. Узагальнена схема системи керування ВППС на базі АІН

На рис. 1 прийняті наступні позначення: ТР1, ТР2 – силові трансформатори; $C_{ЕКВ}$ – еквівалентна згладжувальна ємність в колі постійного струму; ППС1, ППС2 – перетворювальні підстанції, які входять до складу ВППС.

У ВППС ВЕС морського базування система керування (СК) ППС2 регулює змінну напругу і частоту, а СК ППС1 – постійну напругу і реактивну потужність (або напругу на боці змінного струму) [4].

Структура СК для ВППС на базі АІН формується на основі внутрішнього швидкісного контуру керування струмом та зовнішніх контурів керування, які залежать від режиму роботи ППС [2, 5]. Основою СК ВППС на базі АІН є швидкий внутрішній контур керування змінним струмом.

Зворотні зв'язки за змінним струмом забезпечуються зовнішніми регуляторами [5]. До більш повільних зовнішніх регуляторів відносяться: регулятор постійної напруги, регулятор змінної напруги, регулятор активної потужності, регулятор реактивної потужності, регулятор частоти.

Отже, зворотній зв'язок за активним струмом може бути отриманий від регулятора постійної напруги, регулятора активної потужності або регулятора частоти. В той же час, зворотній зв'язок за реактивним струмом – від регулятора реактивної потужності або регулятора змінної напруги [2].

Для ВППС морського базування вихідні значення регуляторів струму отримують наступним чином: на ПП2 регулятор змінної напруги задає вихідні значення для активного і реактивного струму, а на ПП1 регулятор постійної напруги вихідні значення для регулятора активного струму і регулятора реактивної потужності або регулятора змінної напруги для реактивного струму.

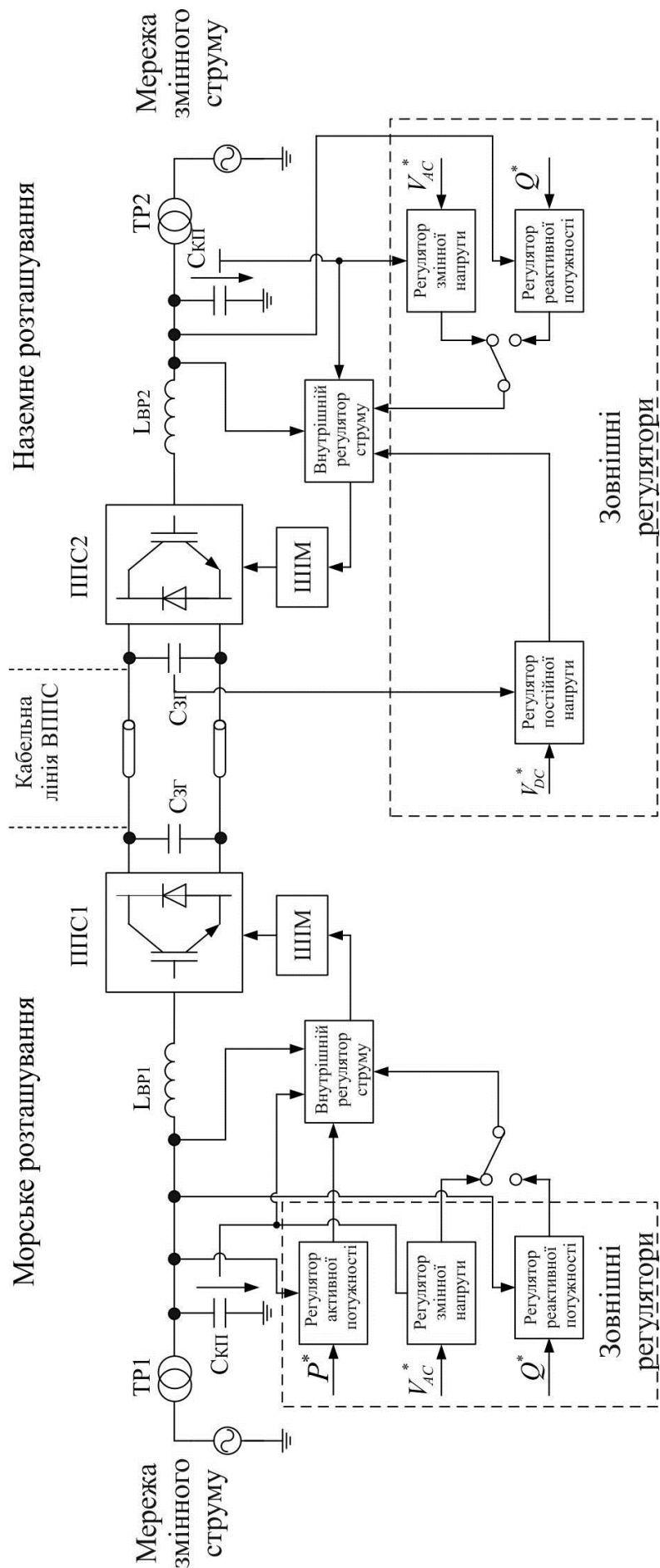


Рис. 2. Загальна структура керування ВПРС на базі АІН

Не всі регулятори можуть працювати одночасно [2] і [5]. Вибір зовнішніх регуляторів здійснюється у залежності від технічних вимог. Загальна структура керування ВППС показана на рис. 2.

На рис. 2 прийняті наступні позначення: ТР1, ТР2 – силові трансформатори; $C_{\text{кп}}$ – «паразитна» ємність кабельних ліній; $L_{\text{вр1}}$, $L_{\text{вр2}}$ – індуктивності входних реакторів АН у складі ППС1, ППС2 відповідно.

Синхронізація з мережею змінного струму – важлива і необхідна функція керування перетворювачем у складі ППС. Алгоритм синхронізації здатний виявити фазовий кут напруги мережі з метою синхронізації потужності, яка передається. Крім того, кут зсуву фаз грає важливу роль в контролі, який використовується в різних модулях перетворення, таких як перетворення Парка.

Для знаходження фазового кута використовують наступні методи: виявлення перетину нуля, фільтрацію мережевої напруги і метод фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) [6].

Метод ФАПЧ здатний забезпечити синхронізацію вихідного сигналу з опорним входним сигналом по частоті і фазі [6]. Призначений цей метод для синхронізації вихідного струму інвертора з напругою мережі, щоб отримати одиничний коефіцієнт потужності.

Структурна схема для реалізації ФАПЧ, реалізованого в синхронній системі координат, представлена на рис. 3.

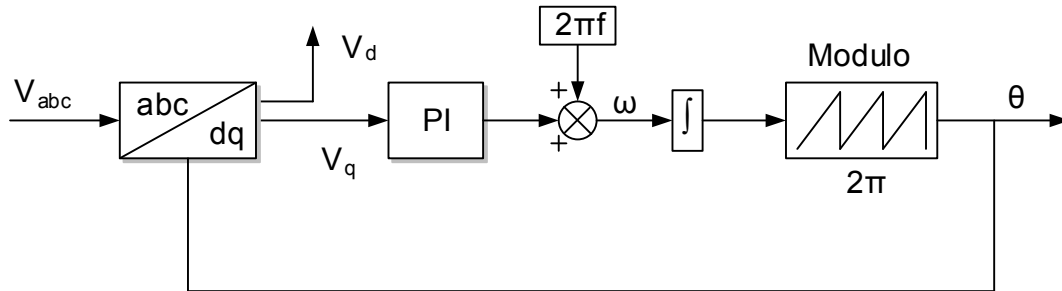


Рис. 3. Блок-схема ФАПЧ

Вхідними даними для моделі ФАПЧ є три фазні напруги, вимірювані на боці мережі живлення, а виходом є фазовий кут, який відстежується. Модель ФАПЧ реалізується в системі синхронних dq координат, що вимагає перетворення Парка. Захоплення фази системи відбувається шляхом контролю напруги по осі q до нуля. Як правило, для цієї мети використовується ПІ-регулятор. Інтегруючи суму виходу ПІ-регулятора і опорної частоти можна отримати кут фази.

Передавальна функція системи dq ФАПЧ задається співвідношенням

$$H(s) = \frac{k_p s + k_p / T_i}{s^2 + k_p s + k_p / T} \quad (1)$$

Таке рівняння аналогічне передавальній функції другого порядку, що показано в наступному виразі:

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (2)$$

Порівняння (1) і (2) дає можливість отримати коефіцієнт підсилення регулятора. Для того, щоб розрахувати параметри регулятора прийнято: час стабілізації T_{set} від 0.04 секунд, коефіцієнт демпфування $\zeta = 1/\sqrt{2}$.

Параметрів ПІ-регулятора можна обчислити наступним чином

$$k_p = 2\zeta\omega_n = \frac{9,2}{T_{\text{set}}} \quad (3)$$

$$T_i = \frac{T_{\text{set}} \zeta^2}{2,3} \quad (4)$$

Де частота ω_n визначається за формулою:

$$\omega_n = \frac{4,6}{T_{\text{set}} \zeta} \quad (5)$$

Фазовий кут напруги мережі, отриманий за допомогою описаного алгоритму ФАПЧ позначено на рис. 4.

Висновки. 1. Складено узагальнену схему системи керування сучасними високовольтними передачами постійного струму на базі автономних інверторів напруги.

2. Визначено особливості двох видів високовольтних передач постійного струму, які використовуються для зв'язку двох промислових мережами змінного струму і тих, які використовуються для реалізації комплексів вітрової електроенергетики з вітровими електростанціями (ВЕС) морського базування.

3. Визначено склад і призначення регуляторів, які складають основу систем керування високовольтними передачами постійного струму у складі комплексів морської електроенергетики.

4. Розглянуто принципи синхронізації перетворювальних підстанцій, у складі високовольтних передач змінного струму з промисловими електричними мережами.

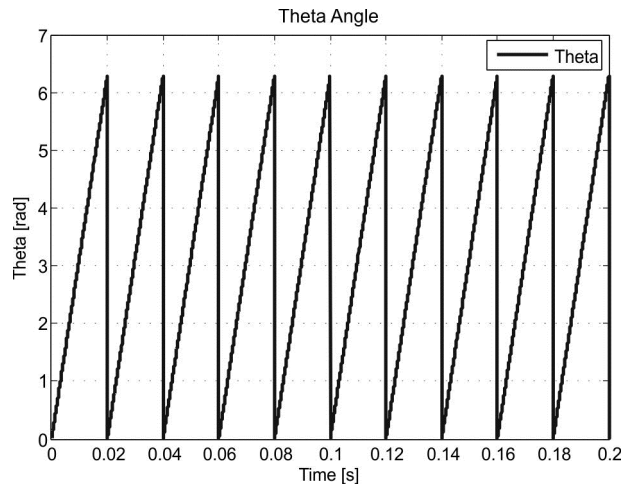


Рис. 4. Кут фази напруги мережі

Список літератури

1. Жук Д.О. Модель системи електрозабезпечення морських бурових платформ на базі високовольтної передачі постійного струму. Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки (ПСЕ). К.: 2008 – С. 72 – 75.
2. C. Du, The control of VSC-HVDC and its use for large industrial power systems. PhD thesis, Department of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2003.
3. Iec 61000-3-7: Electromagnetic compatibility (emc)," tech. rep.
4. S. Chandhary, R. Teodorescu, P. Rodriguez, P. Kjaer, and P. Christensen, "Modelling and simulation of vsc-based hvdc connection for o_shore wind power plants," Ph.D. Seminar on detailed Modelling and Validation of Electrical Components and Systems, pp. 53{57, 2010.
5. C. Du, A. Sanino, and M. Bollen, "Analysis of the control algorithms of voltage source converter hvdc," Power Tech, IEEE Rusia, pp. 1{7, 2005.
6. A. Timbus, Grid Monitoring and Advanced Control of Distributed Power Generation Systems. PhD thesis, Aalborg University, Institute of Energy Technology, Denmark, May 2007.
7. Поссе А.В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973 – 303 с.

УДК 62.396

Жук А. К., к.т.н., доцент, Жук Д. А., к.т.н., доцент, Криворучко Д. В., Воскобойко Е. А.
Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, г. Николаев

УПРАВЛЕНИЕ ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ С РЕАКТОРНЫМ КОМПЕНСАТОРОМ

Проблема обеспечения качества электроэнергии (КЭ) и электромагнитной совместимости (ЭМС) в автономных электроэнергетических системах (ЭЭС) современных морских судов и морских платформ является весьма актуальной в связи с применением на них мощных полупроводниковых преобразователей (ПП) различного назначения. Снижение КЭ в таких ЭЭС обусловлено двумя причинами: наличием высших гармоник в составе потребляемого тока и фазовым сдвигом основной гармоники тока относительно напряжения сети.

Разработка эффективных системных управляемых фильтрокомпенсирующих устройств (УФКУ) для автономных (судовых) ЭЭС с ПП связана с выполнением специфических, зачастую противоречивых требований: точность компенсации реактивной мощности в статике и динамике, высокое быстродействие, эффективное снижение высших гармоник в широком диапазоне частот для ограничения коэффициентов несинусоидальности напряжения сети и потребляемого тока, минимальное количество настраиваемых цепей.

Задача осложняется тем, что современные активные или гибридные УФКУ сами являются источниками высших гармоник, ввиду наличия в их составе полупроводниковых ключей [1].

В [1-4] представлены результаты исследования усовершенствованного УФКУ с реакторным компенсатором (РК).

Целью работы является автоматическая компенсация реактивной мощности и реализация принципа управления быстродействующим РК с широтно-импульсным регулированием (ШИР) в составе УФКУ.

На рис. 1 приведена обобщенная схема автономной ЭЭС с ПП и УФКУ.

УФКУ состоит из нерегулируемого резонансного LC фильтра (РФ) и управляемого реакторного компенсатора (РК). Каждая из фаз резонансного фильтра, включенных по схеме «звезда», состоит из соединенных последовательно конденсатора и реактора с сопротивлениями X_{C0} и X_{L0} . Порядок частоты настройки РФ соответствует нулю частотной характеристики сопротивления системы и, как правило, выбирается из условия

$$\xi = \omega_0 / \omega = \sqrt{X_{C0} / X_{P0}} \leq m - 1,$$

где ω_0 – резонансная частота фильтра, ω – частота сети, m – количество фаз выпрямления ПП. Одновременно РФ является генератором реактивной мощности на основной гармонике:

$Q_{P\Phi} = 3U_{\phi}^2 / (X_{C0} - X_{P0})$, где U_{ϕ} – действующее значение фазного напряжения сети [3]. Реакторный компенсатор условно показан в виде индуктивного элемента с регулируемым эквивалентным сопротивлением на основной гармонике X_{LK} . РК потребляет реактивную мощность $Q_{PK} = 3U_{\phi}^2 / X_{PKЭ}$ [4].

В системе используется схема усовершенствованного гибридного УФКУ, которая представлена на рис. 2. РК представляет собою индуктивный элемент с сопротивлением X_{LK} , который подключен к точке соединения индуктивности X_{L0} и емкости X_{C0} РФ с помощью последовательно-параллельных ключей S_1 и S_2 , условно показанных в виде контактов. Резонансный фильтр в данном случае, исполняет роль помехозащитного фильтра по отношению к РК [4].

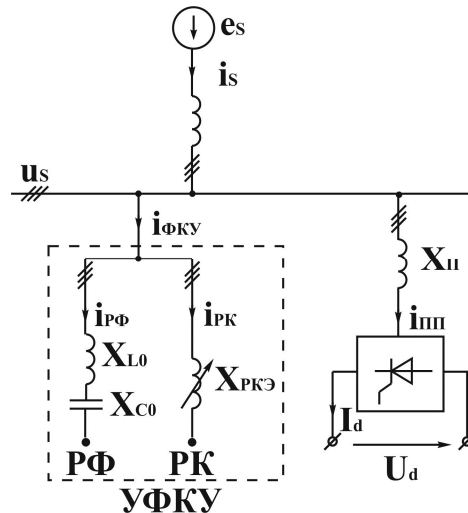


Рис. 1. Обобщенная структурная схема автономной ЭЭС с ПП и УФКУ

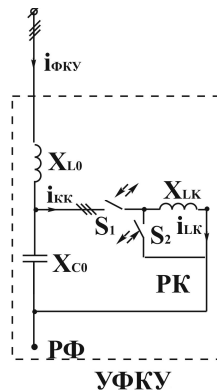


Рис. 2. Схема УФКУ с широтно-импульсным регулированием РК

Для регулирования эквивалентной индуктивности РК используется принцип широтно-импульсного регулирования (ШИР), при котором угловая частота коммутации ключей ω_K во много раз больше частоты сети ω ($\omega_K \gg \omega$) [1]. Ключ S_1 , периодически коммутируется и подключает реактор X_{LK} к фазному напряжению в течение временного интервала t_1 . Ключ S_2 , включается только при отключении S_1 и служит для закорачивания фазы реактора на время t_2 . Таким образом, период коммутации ШИР определяется выражением $T_K = t_1 + t_2$. Управление индуктивностью РК осуществляется путем изменения относительного времени проводящего состояния ключей S_1, S_2 (скважности) $\gamma = (t_1 + t_2) / T_K$. При работе широтно-импульсного регулятора происходит периодическое чередование режимов подключения реактора на трехфазное напряжение и режимов его трехфазного к.з. Изменяемое эквивалентное сопротивление фазы РК $X_{PKЭ} = X_{LK} / \gamma^2$ [4].

Параметры РФ выбираются исходя из двух условий: ограничения несинусоидальности напряжения сети и компенсации реактивной мощности ПП. Условием полной компенсации реактивной мощности для любого режима системы ПП-УФКУ является соотношение $Q_{P\Phi} - Q_{PK} - Q_{ПП} = 0$ [4].

В последующем будем считать, что в качестве ПП рассматривается тиристорный преобразователь (ТП). Реактивная мощность, потребляемая ПП $Q_{ПП} \approx I_d \sqrt{U_{d0}^2 - U_d^2}$, где U_{d0} – максимальное выпрямленное напряжение соответствующее углу управления $\alpha = 0^\circ$; U_d, I_d – текущие значения выпрямленного напряжения и тока [4].

Если во всем диапазоне регулирования ПП выпрямленный ток равен номинальному ($I_d = I_{dH}$), то $Q_{ПП}$ принимает максимальное значение при минимальном значении $U_d = U_{dmin}$, соответствующем максимальному углу управления α_{max} : $Q_{ППmax} \approx I_{dH} \sqrt{U_{d0}^2 - U_{dmin}^2}$ [4].

В этом случае необходимые реактивные мощности РФ и РК определяются из соотношения $Q_{РФmax} = Q_{РКmax} = Q_{ППmax}$ [4].

На основе вышеизложенного строим СУ – П-регулятор, который реализует вычисление текущей скважности ШИР в соответствии с выражением:

$$\gamma = \sqrt{\frac{(Q_{РФ} - Q_{ПП})X_{РК}}{3U_{\phi}^2}}.$$

Дополнительно вводится отрицательная обратная связь по отклонению тока нагрузки ΔI_H^* с коэффициентом усиления равным 0,3.

На рис.3 представлена модель автономной ЭЭС, построенная в соответствии со схемой (рис. 1) [4].

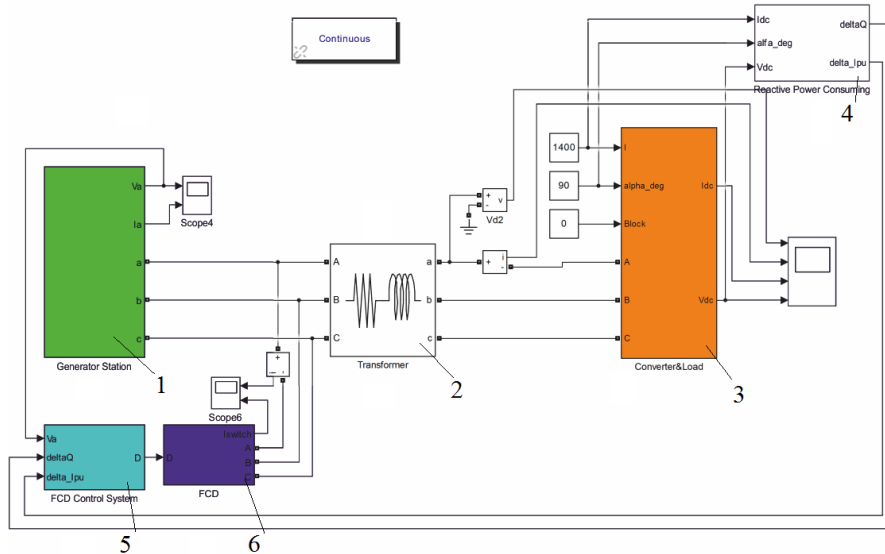


Рис. 3. Модель автономной ЭЭС с ПП и ФКУ

На рис. 3 обозначены: 1 – эквивалентный генератор; 2 – трансформатор; 3 – полупроводниковая нагрузка (тиристорный выпрямитель и система фазового управления); 4 – блок вычисления реактивной мощности и отклонения по току; 5 – блок вычисления скважности ШИР; 6 – ФКУ. На рис. 4 раскрыты блоки 4 и 5.

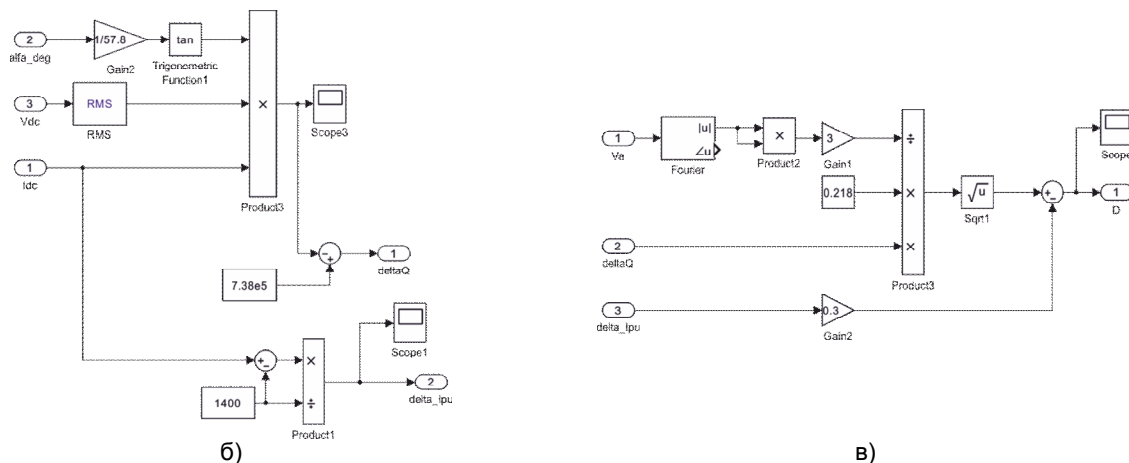


Рис. 4. Модель блока вычисления реактивной мощности и отклонения по току (а) и блока вычисления скважности (б)

На рис. 5 представлены напряжение и ток генератора в установившемся режиме, после скачкообразного изменения угла управления выпрямителем с $\alpha_1 = 10^\circ$ до $\alpha_2 = 30^\circ$ при неизменном токе нагрузки $I_d = 1400$ А, который установился за время $t = 0,06$ с при наличии УФКУ.

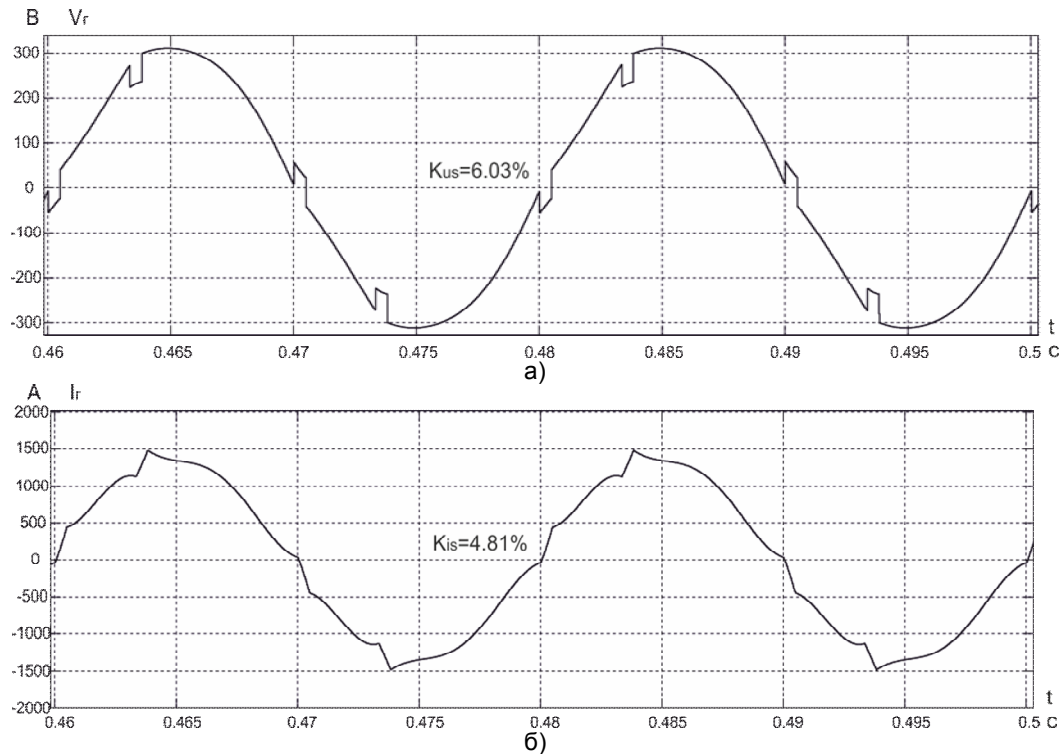


Рис. 5. Напряжение (а) и ток (б) генератора в установившемся режиме

Применение П-регулятора в сравнении с [1] позволило полностью скомпенсировать реактивную мощность ($\cos\varphi_{(1)}=1$), вместе с этим коэффициенты несинусоидальности напряжения и тока генератора выросли на 1%, с 4,98% до 6,03% и с 3,86 до 4,81 соответственно.

Выводы 1. Разработаны структура и принцип управления быстродействующим реакторным компенсатором в составе УФКУ, позволяющие автоматически компенсировать реактивную мощность.

2. Эффективность применения П-регулятора в УФКУ подтверждается модельным экспериментом в котором время переходного процесса $t = 0,06$ с, коэффициент мощности $\cos\varphi_{(1)}=1$, коэффициент несинусоидальности напряжения $K_{is} = 6,03\% < 10\%$.

Список литературы

1. Жук А.К., Жук Д.А., Криворучко Д.В. Моделирование электроэнергетической системы с тиристорным преобразователем и фильтрокомпенсирующим устройством // Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління» – 2014, С. 76-82
2. O. Zhuk, D. Zhuk, D. Kryvoruchko and S. Stepenko, "An improvement of compensators of complete power non-active components in autonomous electric power systems," 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 2016, pp. 1-5.
doi: 10.1109/IEPS.2016.7521866
3. Управляемое фильтрокомпенсирующее устройство для автономной электроэнергетической системы с мощными преобразователями / А. К.Жук, Д. А. Жук, Д. В. Криворучко, С. А. Степенко. // Технічна електродинаміка. – 2016. – №4. – С. 32–34.
4. Фильтрокомпенсирующее устройство с широтно-импульсным регулированием реакторного компенсатора / А. К. Жук, Д. А. Жук, Д. В. Криворучко. // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. – №4. – С. 59–66.

УДК 621

Рябенський В. М., д.т.н., професор, Колесник І. А.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ СПІКАННЯ МЕТАЛІЧНИХ ПОРОШКІВ У ВИСОКОЧАСТОТНОМУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОМУ ПОЛІ

В даний час є багато публікацій і робіт, присвячених вивченню процесів спікання твердих матеріалів (кераміки і металів), в мікрохвильовому електромагнітному полі. Частоти полів при цьому, знаходяться в межах інфрачервоного і ультразвукового діапазонів. Всі дифузійні термічні процеси, які відбуваються в спікаємії заготовці, пов'язані з появою вихрових індукційних струмів, що розігрівають матеріал. Внаслідок теплопровідності, відбувається об'ємний нагрів і спікання порошку. Порошковий матеріал може бути заздалегідь спресований в єдину деталь чи заготовку, або знаходиться під тиском підпресування в процесі спікання. В даній роботі поставлена задача моделювання процесу спікання порошкових металевих матеріалів в ульт-

рафіолетовому діапазоні частот ($10^{14} - 10^{16}$ Гц). Тільки в цьому інтервалі частот можливе отримання необхідних значень енергій активації та іонізації атомів. Наприклад, для активації заліза треба 3 еВ [1], для іонізації – 7,8 еВ [2]. За рахунок частот ультрафіолетового діапазону прискорюються процеси дифузії атомів без збільшення температури і часу спікання, що дозволить максимально знизити швидкість рекристалізаційного процесу. Перш ніж, проектувати установку ультрафіолетового нагріву, треба провести математичні розрахунки процесу поглинання енергії світлового потоку спікаємим зразком з нанорозмірного матеріалу. У роботі були проведені розрахунки для оцінки необхідної енергії спікання 1 моль (0,056 кг) карбонільного заліза. Поглинання енергії відбувається не безперервно, а кінцевими порціями енергії (квантами світла). Тому згідно з відомим законом Планка [3] атом поглинає енергію E_0 у вигляді світлового кванта:

$$E_0 = h \cdot n \cdot \omega, \quad (1)$$

де $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постійна Планка; n – кількість атомів в 1 молі заліза $n = 6,02 \cdot 10^{23}$; ω – кругова частота поглинання тілом енергії електромагнітного поля:

$$\omega = 2\pi\nu \quad (1/c).$$

Згідно з формулою (1) при частоті $\nu = 10^{14}$ Гц, $E_0 = 250500$ Дж; $\nu = 10^{15}$ Гц, $E_0 = 2505000$ Дж.

З цих даних бачимо, що зі збільшенням частоти електромагнітного випромінювання енергія поглинання різко збільшується, що забезпечує значне скорочення часу нагріву спікаємого металічного порошку. Для активації дифузійного переміщення атомів в процесі нагрівання порошку заліза треба 3 еВ, або 295000 Дж. В свою чергу, для іонізації 1 моль заліза треба приблизно 766000 Дж. Як джерело ультрафіолетового випромінювання можна застосувати одну або кілька дугових ртутних галогенних ламп (ДРГТ) потужністю 3 кВт, променевої енергії якої складає 650 Вт. У перерахунок променевої енергії в джоулі отримаємо 650 Вт·3600 Дж/год = 2340000 Дж/год. Якщо всю отриману енергію лампи сконцентрувати на залізню заготовку, що спікається, час виходу на режим активації складе $295000/2340000 = 0,13$ год. або 8 хв. Аналогічно, час виходу на іонізацію атомів заліза, складе $766000/2340000 = 0,32$ год. або 20 хв.

Розрахунок процесу спікання металевих матеріалів, поміщених в електромагнітне поле ультрафіолетового діапазону, безпосередньо пов'язане з вивченням дифузії активованих атомів в об'ємі спікаємої заготовки. Для кубічних кристалів заліза з гранецентрованою решіткою ($Z = 12$) коефіцієнт дифузії [4] дорівнює:

$$D = Z \cdot \frac{d^2\nu}{6} \exp\left(-\frac{Q}{k_b T}\right), \quad (2)$$

де d – довжина стрибка дифундуючого атома (для металів $d = 0,1$ нм); ν – частота електромагнітного поля; k_b – питома теплопровідність металу; T – температура заготовки.

Всі параметри, які стоять перед експоненціальним членом об'єднують в коефіцієнт D_0 (предекспоненціальний множник). Тоді, рівняння (2) приймає наступний вигляд:

$$D = D_0 \exp\left(-\frac{Q}{k_b T}\right). \quad (3)$$

Величина D_0 часто називається частотним фактором, а Q прийнято називати енергією активації процесу дифузії. З формули (2) випливає, що з підвищенням частоти збільшується частота стрибків, а отже збільшується відстань, на яку переміщується дифундуючий атом. Для заліза частотний фактор при частоті $\nu = 10^{14}$ Гц складе $D_0 = 10^{-5} \text{ м}^2/\text{с}$.

Коефіцієнт дифузії D при $Q = 3,0$ еВ і $T = 1000$ К буде дорівнювати D_0 . При досягненні $Q = 7,8$ еВ та температурі T коефіцієнт дифузії D збільшиться на 0,3%.

Висновки. Проведені розрахунки процесів, що відбуваються при спіканні порошкових матеріалів, показують перспективність розробки установок, що працюють в ультрафіолетовому діапазоні частот. За рахунок даних частот значно прискорюються процеси об'ємного нагріву і подальшої термічної дифузії атомів всередині спікаємих порошкових, заздалегідь спресованих матеріалів. Керування потужністю і частотою установки для спікання порошкових нанорозмірних металевих матеріалів дозволить вирішувати багато технологічних питань.

Список літератури

1. Самсонов Г. В. Властивості елементів. Частина 1. Фізичні властивості. Справочник. – 2-е изд. – М.: Металлургия, 1976. – 600 с.
2. Потенціал іонізації. Електронний ресурс. Режим доступу: http://itchem.ru/potencial_ionizacii_atoma.
3. Савельев И. В. Курс общей физики: Учеб. пособие. В 3-х т. Т. 3. Квантовая оптика. Атомная физика. Физика твердого тела. Физика атомного ядра и элементарных частиц. 3-е изд., испр. — М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. — 320 с.
4. Дифузія в кристалах. Електронний ресурс. Режим доступу: http://dssp.petrstu.ru/p/tutorial/fft/Part3/part3_4_1.htm.

СЕКЦІЯ 4. ПІДВОДНА ТЕХНІКА І ТЕХНОЛОГІЇ**УДК 65.012:629.58***Бабкін Г. В., канд. техн. наук**Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв***БУКСИРОВАНА ПІДВОДНА СИСТЕМА ДЛЯ ІНСПЕКЦІЇ ПРИБЕРЕЖНИХ ЗОН ТА АКВАТОРІЙ МОРСЬКИХ ПОРТІВ**

Зростання потреби у виконання робіт по пошуку, інспекції та моніторингу прибережних зон й акваторій портів вимагає застосування сучасних технічних засобів морської робототехніки (ЗМР). Це зробило актуальним дослідження, яке б розробило шляхи виведення результатів наукової школи української робототехніки на внутрішній і зовнішній ринки послуг по розробці і створенню конкурентоздатних ЗМР.

Підсиленням актуальності цієї тези стали трагічні події в нашій державі, які сталися за останні 3 роки, оскільки виявилось, що є великий попит на спеціальну підводну робототехніку для контролю за захищеними акваторіями. При цьому йде рахунок на десятки апаратів, а це вже серії ЗМР, якими мають бути оснащені всі катери, кораблі та служби безпеки портів. Значна потреба в захисті портів та транспортних шляхів обумовила додаткову актуальність і розробку цієї теми, оскільки сьогодення вимагає серійності, яку важко забезпечити тільки університетською наукою [1, 2].

Традиційно дані питання вирішуються за допомогою водолазних фахівців або з використанням самохідних прив'язних ЗМР та гідроакустичних засобів. Але, приймаючи до уваги динаміку зміни підводної обстановки та умови виконання робіт по пошуку, інспекції та моніторингу можливо зробити наступні висновки:

- застосування водолазних фахівців ускладнюється значною протяжністю прибережної зони та тим, що роботи повинні виконуватись на протязі всього року не зважаючи на погодні умови;
- застосування гідроакустичної техніки ускладнюється тим, що незначна глибина району робіт (від 3 до 30 метрів) не дозволяє їх ефективно застосовувати;
- застосування самохідних прив'язних ЗМР у даному випадку ускладнюється низькою продуктивністю даного виду техніки для виконання пошукових робіт на акваторіях, розміри яких значно перевищують довжину кабель-тросу, оскільки це вимагає постійну зміну місця якірної стоянки для судна-носія, а використання ЗМР у режимі зворотнього буксирування (коли ЗМР рухається попереду судна-носія), малоефективне за рахунок низької швидкості руху ЗМР (не більше 1 м/с).

На підставі цього можливо зробити висновок що найбільш ефективним засобом для виконання пошуку, інспекції та моніторингу прибережних зон й акваторій портів є буксирований підводний апарат – ЗМР-планер. Такий вид технічних засобів має наступні переваги перед традиційними засобами виконання підводних робіт:

- висока продуктивність – за рахунок широкого діапазону швидкостей буксирування – від 0,5 до 3 м/с;
- можливість виконувати роботи цілодобово на протязі усього року, не зважаючи на погодні умови;
- відсутність потреби у спеціалізованому плавзасобі для застосування;
- низька вартість ЗМР завдяки відсутності гребних приводів рушійно-кермового пристрою та як наслідок – низька собівартість робіт, що виконуються;
- можливість виконувати роботу в автоматизованому режимі без участі оператора підводного апарату зі стабілізацією положення у просторі;
- можливість виконувати безперервну відеозйомку донної поверхні на протязі тривалого часу.

Мінімальний склад обладнання такого ЗМР передбачає лише: бортову відеокамеру; систему освітлення (для роботи у нічний час); вимірювач крену та диференту; альтиметр (для вимірювання висоти над донною поверхнею); сервоприлади малої потужності (для керування положенням рулів глибини та напрямку). Беручи це до уваги, за попередніх оцінок, сумарна потужність такого ЗМР не буде перевищувати 200–300 Вт, у відмінність 1,5–3 кВт для малогабаритного самохідного прив'язного ЗМР. Мала споживана потужність ЗМР-планеру передбачає використання кабель-тросу мінімального діаметру, не більше 10 мм, що у сукупності з невеликим об'ємом бортового обладнання дозволяє будувати ЗМР з малими масо-габаритними показниками. Крім того, малі габарити на вага ЗМР-планеру, дозволяють його розміщувати на будь якому плавзасобі – від маломірних човнів до суден з великим тоннажем.

Список використаних джерел:

1. Про Положення про Державну інспекцію України з безпеки на морському та річковому транспорті: Указ Президента України від 8 квітня 2011 року, № 447/2011.
2. Про затвердження «Положення про службу морської безпеки порту (портового засобу): Наказ Міністерства інфраструктури України від 25.08.2011 р. № 339.

УДК 629.584

Автори: Блінцов О. В.¹, канд. техн. наук, доцент, Корицький В. І.²

¹докторант, Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів, Україна;

²викладач, Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв, Україна.

АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ РУХОМ САМОХІДНОЇ ПРИВ'ЯЗНОЇ ПІДВОДНОЇ ТЕХНОЛОГІЧНОЇ ПЛАТФОРМИ

Сучасні автоматизовані системи керування рухом (АСКР) підводних апаратів використовують принципи оптимального або інтелектуального керування. Наприклад, в роботі [1] запропоновано керування рухом апарата реалізувати на базі інверсного регулятора. Регулятор визначає рівнодійчу сил та моментів $T_{pd} = [F_{pdx} F_{pdy} F_{pdz} M_{pdx} M_{pdy} M_{pdz}]$, які необхідно прикласти до корпусу підводного апарата для здійснення заданого оператором руху. Однак, розподіл складових T_{pd} між рушійними пристроями апарата залежить від схеми розміщення рушіїв та їх просторової орієнтації.

Широко вживаною є схема рушійного комплексу з використанням трьох рушійних пристроїв. Маршовий та обертальний рухи апарата забезпечуються двома рушійними пристроями, які встановлюються в кормі підводного апарата на рівній відстані від діаметральної площини апарата. Третій пристрій встановлюється вздовж вертикальної осі зв'язаної системи координат (ЗСК) та забезпечує вертикальний рух апарата. Таким чином забезпечується керування трьома ступенями свободи апарата, а розподіл складових T_{pd} між рушійними пристроями визначається виразом:

$$\left. \begin{aligned} F_{d1} &= 0,5F_{pdx} + \Delta F_m; & F_{d2} &= 0,5F_{pdx} - \Delta F_m; \\ F_{d3} &= F_{pdy}, \end{aligned} \right\}$$

де F_{d1} , F_{d2} , F_{d3} – упори, які мають забезпечити відповідно лівий маршовий, правий маршовий та вертикальний рушії. Упор ΔF_m залежить від відстані між маршовими рушійними пристроями та визначається за виразом $\Delta F_m = M_{dy} / D_m$, де D_m – відстань між маршовими рушійними пристроями.

Якщо до розглянутого рушійного комплексу включити рушійний пристрій, розміщений вздовж поперечної осі ЗСК, АСКР підводного апарата зможе реалізовувати лаговий рух апарата, якщо рушій забезпечуватиме упор $F_{d4} = F_{pdz}$.

В роботі [2] запропоновано конструктивний тип підводних апаратів з розподіленням поступальних та обертальних рухів складових. Рушійний комплекс апарата спроектовано таким чином, що корпус може здійснювати лише поступальні рухи, а обертальні виконуються технологічним обладнанням апарата.

Принцип керування рухом об'єктів з більш складними схемами рушійних комплексів описано в роботі [3]. Однак, запропонований підхід передбачає можливість зміни просторових орієнтацій рушійних пристроїв, що в підводних апаратах зазвичай не реалізовано.

Розглядається самохідна прив'язна підводна технологічна платформа на базі підводного апарата проекту «Гідрограф» (виробництво НУК). Вона містить комплекс технологічного обладнання, який розміщують в кільовій частині платформи таким чином, щоб створювані ним моменти обертання корпусу були мінімальними. Це призводить до необхідності зміщення точки розташування лагового рушія вздовж повздовжньої осі ЗСК на відстань D_l . Таким чином упори, які мають забезпечувати рушії, пропонується визначати за виразом:

$$\left. \begin{aligned} F_{d1} &= 0,5F_{pdx} + 0,25F_{pdz} + \Delta F; & F_{d2} &= 0,5F_{pdx} + 0,25F_{pdz} - \Delta F; \\ F_{d3} &= F_{pdy}; & F_{d4} &= 0,5F_{pdz}, \end{aligned} \right\}$$

де $\Delta F = (M_{dy} - F_{d4} \cdot D_l) / D_m$ – сила, яка створює момент обертання M_{dy} , Н.

В доповіді детально розглянуто структуру АСКР підводної платформи та принципи її функціонування.

Висновок. Запропоновано структуру автоматизованої системи керування рухом самохідної прив'язної підводної технологічної платформи. Система визначає сили та моменти, які необхідно прикласти до корпусу платформи та розподіляє їх між рушійними пристроями залежно від їх розміщення.

Список використаних джерел:

- 1) Blintsov, O. Devising a method for maintaining manageability at multidimensional automated control of tethered underwater vehicle [Text] / O. Blintsov // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2017. – Vol. 1, Issue 9 (85). – P. 4–16. doi: 10.15587/1729-4061.2017.93291
- 2) Blintsov, O. Architectural and structural type of self-propelled tethered underwater vehicles with improved maneuverability [Text] / O. Blintsov // Underwater technologies. Industrial and civil engineering. – 2016. – Issue 3. – P. 31–40.
- 3) Пшихопов, В. Х. Алгоритмы многосвязного позиционно-траекторного управления подвижными объектами [Текст] / В. Х. Пшихопов, М. Ю. Медведев, Р. В. Федоренко, Б. В. Гуренко, В. М. Чуфистов, В. А. Шевченко // Инженерный вестник Дона. – 2014. – Т. 31, №3. – С. 1–17.

УДК 629

Войтасик А. М.

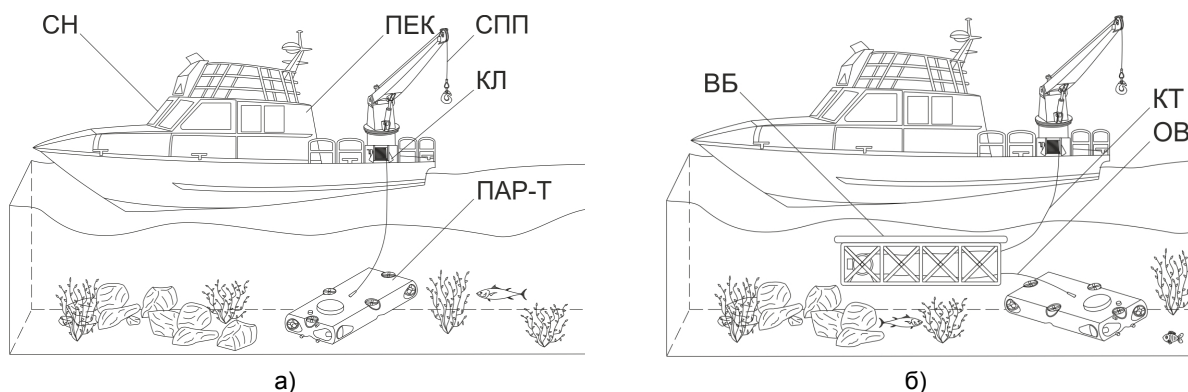
Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

ОРГАНІЗАЦІЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО КЕРУВАННЯ ПІДВОДНОЮ ПРИВ'ЯЗНОЮ САМОХІДНОЮ ВАНТАЖНОЮ СИСТЕМОЮ

На сьогоднішній день організація автоматизованого керування рухом підводною прив'язною самохідною вантажною системою (ППСВС) є складною науковою задачею через нелінійний характер впливу зовнішніх збурень на підводний об'єкт керування [1].

За складом підводної частини ППСВС можна поділити на одноланкові та дволанкові. Найбільш типовими складовими одноланкової ППСВС (рис. 1, а) є:

- пост енергетики і керування (ПЕК);
- спуско-підйомний пристрій (СПП);
- кабель-трос (КТ);
- лебідка для кабель-тросу (КЛ);
- підводний апарат-робот транспортного типу (ПАР-Т).



а) – одноланкова; б) – дволанкова;

СН – судно-носіє; ПЕК – пост енергетики та керування; СПП – спуско-підйомний пристрій; КЛ – кабельна лебідка; ПАР-Т – підводний апарат-робот транспортного типу; ВБ – вантажний бокс; КТ – кабель-трос; ОВКТ – оптоволоконний кабель-трос

Рис. 1 – Класифікація ППСВС за складом підводної частини

Дволанкова ППСВС (рис. 1, б) має додатково в своєму складі вантажний бокс (ВБ), що з'єднаний з судно-носієм (СН) важким КТ, а вже від самого боксу йде легкий оптоволоконний кабель-трос (ОВКТ) до ПАР-Т. Судно-носіє буксирує ВБ, в якому розміщується деяка частина обладнання і сам ПАР-Т в режимі очікування.

Основним елементом складових ППСВС є ПАР-Т [2]. Рух ПАР-Т у підводному просторі супроводжується впливом на його корпус зовнішніх сил та моментів. Конфігурація ППСВС на базі ПАР-Т, а також сили, які діють на ПАР-Т в процесі його руху, наведено на рис. 2.

Керуючі сили $\bar{F}_{РСК}$, створювані рушійно-стерновим комплексом (РСК), забезпечують рух ПАР-Т. Окрім зусиль від рушійно-стернового комплексу на корпус ПАР-Т постійно діють сили тяжіння $\bar{F}_T$ та виштовхування $\bar{F}_B$. Суттєвий вплив на рух ПАР-Т мають сили тяжіння та виштовхування $\bar{F}_{TM1}, \bar{F}_{TM2}$ та $\bar{F}_{BM1}, \bar{F}_{BM2}$ модулів 1 та 2 спеціалізованого вантажу, яким маніпулює ПАР-Т, за умови його наявності [3].

Також на рух ПАР-Т впливають гідродинамічні сили $\bar{F}_{ГВ}$, які виникають внаслідок взаємодії ПАР-Т з рідиною.

Кабель-трос, який забезпечує енергоживлення ПАР-Т та інформаційний обмін між ПАР-Т та ПЕК, розташованим на СН, створює збурюючу силу $\bar{F}_{КТ}$. Оскільки КТ є елементом з розподіленими параметрами, то $\bar{F}_{КТ}$ є суттєво нелінійним збурюючим впливом і залежить від багатьох змінних, в тому числі від довжини випущеної частини КТ, його діаметру та просторової конфігурації тощо.

Всі сили, що діють на ПАР-Т також утворюють відповідні моменти, які залежать від точок їх прикладення і в загальному випадку, як і сили, розділяються на керуючі та збурюючі. Суттєві нелінійності як керуючих, так і

збурюючих сил та моментів ускладнюють процес ручного керування та синтез системи автоматичного керування (САК) ПАР-Т. Система автоматичного керування ПАР-Т має забезпечувати рух та позиціонування спеціалізованого вантажу відносно корпусу ПАР-Т з урахуванням власного руху ПАР-Т у водному просторі [4].

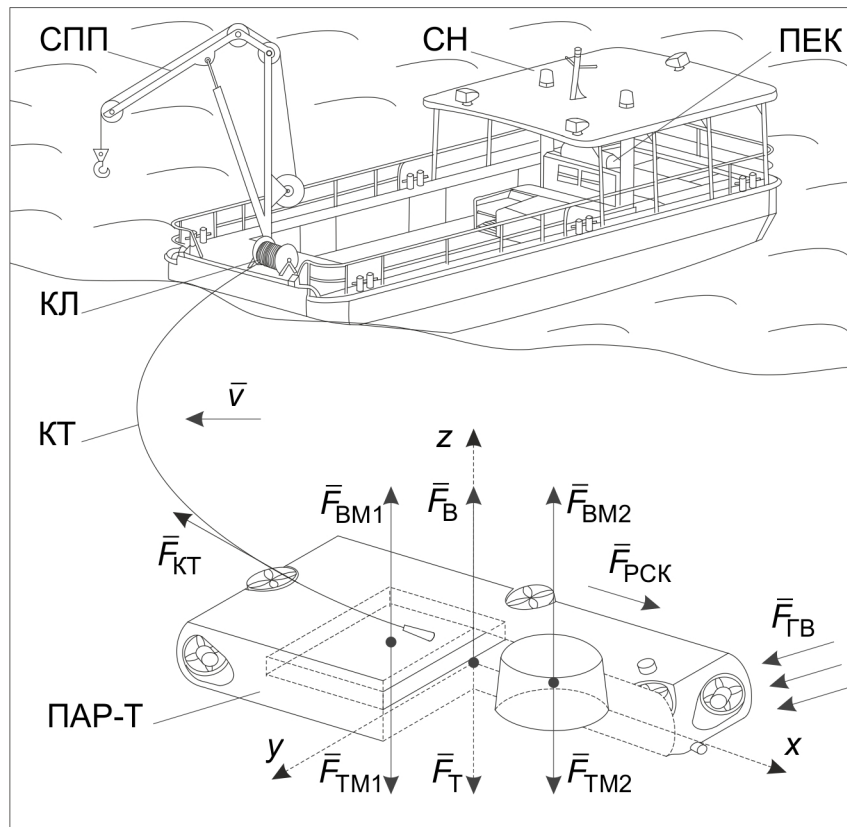
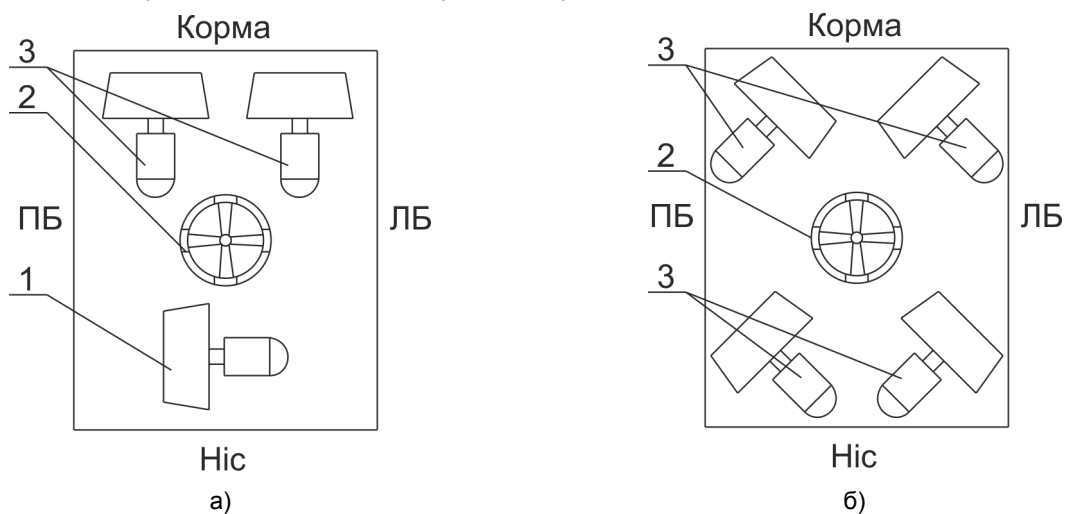


Рис. 2. Структура ППСВС на базі ПАР-Т та сили, що впливають на його рух:
ПАР-Т – підводний апарат-робот транспортного типу; КТ – кабель-трос;
КЛ – кабельна лебідка; СПП – спуско-підйомний пристрій;
СН – судно-носіє; ПЕК – пост енергетики та керування

Маневрові характеристики ПАР-Т та якість процесів керування її рухом істотно залежать від складу РСК ПАР-Т та схеми розміщення рушійних пристроїв. Для визначення найкращого варіанту складу та схеми розміщення рушійних пристроїв умовно розділимо РСК на дві складові: комплекс рушійних пристроїв, які забезпечують маршовий рух ПАР-Т та комплекс підрулюючих рушійних пристроїв (рис. 3).



а) – схема розміщення №1; б) – схема розміщення №2;
ПБ) – правий борт; ЛБ) – лівий борт;
1) – лагові пристрої; 2) – вертикальні пристрої; 3) – горизонтальні пристрої
Рис. 3. РСК ППСВС на базі ПАР-Т

Рушійно-стерновий комплекс ППСВС на базі ПАР-Т пропонується організувати за просторовою схемою з вісьмома рушійними пристроями, яку представлено на рис. 4.

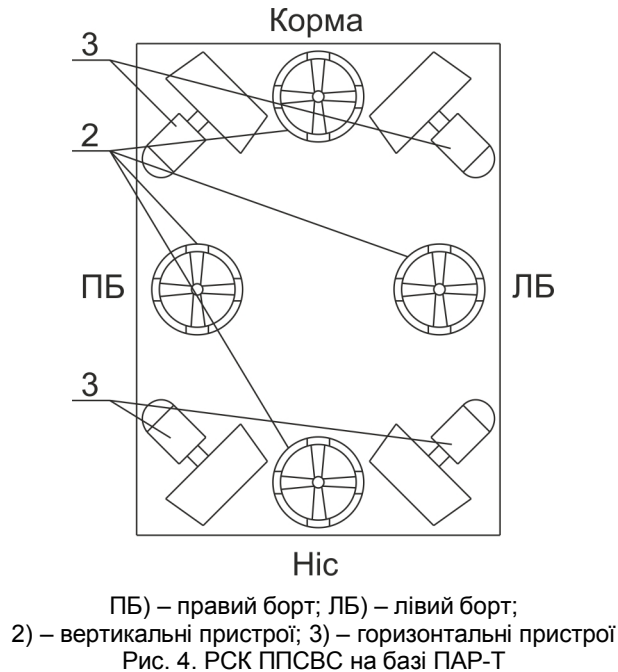


Рис. 4. РСК ППСВС на базі ПАР-Т

Дана схема розташування рушійних пристроїв забезпечить маршовий прямолінійний рух та можливість обертання ПАР-Т в точці, що в свою чергу забезпечить лаговий рух ПАР-Т, який є необхідним при виконанні спеціалізованих робіт. Застосовуючи чотири рушійні пристрої, які розташовані в горизонтальній площині, можливо об'єднати функції маршового та підрулюючого комплексу.

Інші чотири пристрої, встановлюються у вертикальній площині на осях симетрії ПАР-Т. Два з них є рівновіддаленими від центра апарата та забезпечують регулювання диференту ПАР-Т. Інші два рушійні пристрої забезпечують регулювання крену. Регулювання крену та диференту є необхідним для компенсації зовнішніх збурень від спеціалізованого вантажу, яким ПАР-Т маніпулює.

Висновки. Розглянуті об'єкти керування є нелінійними та зазнають впливу невизначених зовнішніх збурень. Тому розв'язок задачі організації автоматизованого керування ППСВС на базі ПАР-Т вбачається в синтезі інтелектуальних систем керування складовими ППСВС із використанням інверсних моделей.

Список використаних джерел:

1. Блінцов, О. В. Сучасні задачі керування самохідною прив'язною технологічною платформою [Текст] / О. В. Блінцов, В. І. Корицький // Міжнародний науково-виробничий журнал «Підводні технології. Промислова та цивільна інженерія». – К.: КНУБА, 2017. – №05. – С. 23-31.
2. Блінцов, В. С. Створення підводного апарата-робота транспортно-вантажного типу [Текст] / В. С. Блінцов, А. М. Войтасик // Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах: Збірник тез доповідей 16 науково-технічної конференції / ДНВЦ ЗС України – Чернігів: Брагинець О. В., 2016. – С. 50-51.
3. Блінцов, В. С. Підводна роботизована технологія установки корисного вантажу на морське дно [Текст] / В. С. Блінцов, А. М. Войтасик // – Міжнародний науково-виробничий журнал «Підводні технології. Промислова та цивільна інженерія». – К.: КНУБА, – 2016. – №04. – С. 50-59.
4. Войтасик, А. М. Автоматизація керування підводним апаратом-роботом транспортно-вантажного типу [Текст] / А. М. Войтасик // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: Матеріали VII міжнародної науково-технічної конференції: – Миколаїв: НУК, 2016. – С. 354-356.

УДК 629.58

*Клочков О. П., викладач кафедри ЕОС та ІБ**Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв, Україна***РІВНЯННЯ ІСНУВАННЯ ЗАСОБІВ МОРСЬКОЇ РОБОТОТЕХНІКИ ЗА РІВНЕМ ФУНКЦІОНАЛЬНОСТІ**

Ефективність використання засобів морської робототехніки (ЗМР) для різноманітних підводно-технічних робіт (ПТР) оцінюється повнотою та ґрунтовністю результатів, які мають бути отримані при їх проведенні. Досягнення цієї мети значною мірою визначається кваліфікацією персоналу та його продуктивною взаємодією з ЗМР. Можливість реалізації цього процесу пропонується описувати рівняннями існування ЗМР за рівнем функціональності [1,2]. У випадку, коли представити ці рівняння у класичному вигляді буде неможливо, пропонується застосування засобів нечіткої логіки.

Проведення підводної місії з залученням ЗМР передбачає декілька етапів, ефективність яких повною мірою визначає кінцевий результат. Ключовим виконавцем цих етапів є оператор підводної техніки, тобто особа, що приймає рішення (ОПР). В залежності від кількості екіпажу, що обслуговує ЗМР, розрізняють оператора, який працює з постом енергетики та керування (ПЕК), комп'ютерною технікою та програмним забезпеченням, і оператора, що виконує технічні операції на палубі судна-носія (СН). Наведемо ці етапи та їх коротку характеристику, що виконуються на СН у відкритому морі.

1. Підготовка до підводної місії.

Цей етап передбачає:

а) візуальний та технічний зовнішній огляд ЗМР;

б) комп'ютерна діагностика на заданому рівні автоматизації;

в) перевірка механізмів на відкритій палубі;

г) спуск ЗМР на воду;

д) операція вивішування підводної техніки до стану нульової (від'ємної, додатної у разі необхідності) плавучості за допомогою поплавців та тягарців, що встановлюються у визначені місця рами, або за допомогою крено-диферентної системи.

Рівняння існування за цим етапом полягатиме у часі, що витрачається на всі ці технологічні операції. Цей час має бути меншим ніж той, що може забезпечити замовник, тоді проектна вимога за цим етапом буде виконуватися.

2. Підводна місія

Головна мета місії – це виконання всіх операцій під водою протягом одного занурення. Така мета має досягатися за рахунок автоматизації процесів, де людині можна відвести тільки роль спостерігача, що бере на себе керування безпосередньо біля підводного об'єкта для виконання особливо складних і відповідальних підводних операцій.

Підводна місія може бути пошукова з використанням гідроакустичних приладів або дослідницька з рухом галсами. У першому випадку автоматизації підлягає рух ЗМР до цілі за визначеним пеленгом, а у другому – рух галсами над певною площею донної поверхні з визначеною похибкою відхилення від траєкторії, збільшення якої призводить до сигналізації на ПЕК для привернення уваги ОПР.

3. Оформлення результатів підводної місії

В залежності від виду місії формат звіту про підводну місію буде відрізнятися, але загальними елементами представлення результатів у ньому мають бути:

а) текстовий документ(-и), в якому(-их) можуть бути рисунки, схеми, графіки, таблиці, формули, фото, стопкадри з відеореєстру тощо;

б) фотографії підводної обстановки;

в) відеоматеріали.

4. Завершення підводної місії

В залежності від того, як відбулася підводна місія, виконують огляд ЗМР та визначають подальшу з ним роботу. Це може бути ремонт, підготовка до повторного занурення чи до зберігання на короткий термін або консервація, підготовка ЗМР до транспортування чи передачі сторонній особі.

Зважаючи на наведені етапи, необхідно розуміти, що їх автоматизація визначатиме кількість персоналу, який буде задіяний у ПТР з ЗМР. Також час знаходження СН в морі, а відповідно і витрати замовника будуть залежати від рівня функціональності ЗМР. Сюди необхідно віднести ступінь підготовки ЗМР в умовах суші, оскільки її рівень та повнота врахування умов роботи у відкритому морі зворотнопропорційні рівню проблем та труднощів, що виникнуть на СН.

На цій основі у подальшому пропонується виконувати синтез рівнянь існування ЗМР за рівнем функціональності.

Список використаних джерел:

1. Блінцов, В.С. Рівняння існування самохідної прив'язної підводної системи як оцінка можливості її створення [Текст] / В.С. Блінцов, О.П. Клочков // – Журнал «Підводні технології», вип. 3, 2016. – С. 25-30.
2. Клочков, О.П. Оцінка можливості створення самохідної прив'язної підводної системи на основі рівнянь існування [Текст] / О.П. Клочков // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: Матеріали VII міжнародної науково-технічної конференції. – Миколаїв: НУК, 2016. – С. 352-354.

УДК 629*Сірівчук А. С.**Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв***АВТОМАТИЗАЦІЯ МОНІТОРИНГУ ПІДВОДНОЇ ОБСТАНОВКИ НА ЗАХИЩЕНІЙ АКВАТОРІЇ ЗА ДОПОМОГОЮ ПІДВОДНИХ АПАРАТІВ**

Моніторинг підводної обстановки на захищеній акваторії має за мету спостереження за підводним середовищем з метою виявлення неправомірних дій – несанкціонований доступ до захищених акваторій, незаконна підводна діяльність тощо.

На даний час в Україні моніторинг виконується переважно без залучення спеціалізованої автоматизованої техніки. Такий підхід має низку недоліків, до яких зазвичай відносять недостовірність отриманих даних, залежність від погодних умов, більш тривалий час проведення моніторингу та більш висока вартість.

На даний час для висвітлення підводної обстановки використовуються гідроакустичні станції (ГАС). Однак на мілководних акваторіях їх ефективність значно зменшується за рахунок відбиття сигналу від поверхні води та ґрунту, що призводить до хибного спрацювання. Ефективними в даному випадку є тільки прямі промені [1], але вони здатні виявляти сторонні об'єкти лише в невеликому діапазоні глибини 5-10 м, і їх ефективність суттєво залежить від рельєфу і складу донної поверхні.

Як ефективний засіб виявлення та ідентифікації об'єктів рекомендується використання телекерованих підводних апаратів з керуванням через радіобуй. Ідентифікація об'єкта дозволяє виявляти можливі помилки гідроакустичного встаткування та не викликати тривогу.

Для роботи в прибережних зонах більш доцільно використовувати підводний апарат з керуванням через буй зв'язку. Перевагами такої конструкції підводної системи є менша можливість заплутування, більша робоча зона в порівнянні з прив'язними апаратами, більш швидкий обмін інформацією між апаратом та постом керування в порівнянні з автономними.

Такий тип автономного апарата значно зменшує його вартість на зменшує складність системи керування. Це досягається за рахунок можливості оперативного ручного керування та передачі інформації в режимі реального часу.

Керування таким підводним апаратом може забезпечуватися як за допомогою оператора, так і системою автоматичного керування. В номінальному режимі роботи підводний апарат керується системою автоматичного керування, а при складних маневрах або непередбачуваних режимах роботи переходить в ручне керування.

Методологія моніторингу включає в себе виявлення підозрілого об'єкта, ідентифікацію та слідування за його рухом, якщо необхідно.

Для виявлення об'єкта використовується гідролокатор секторного або кругового огляду з прямим променем. При цьому під час сканування апарат повинен змінювати свою глибину, що дасть змогу просканувати товщу води з великим радіусом, як на великих так і на малих глибинах, де використання ГАС ускладнене. В режимі патрулювання апарат під час проходження галсами повинен змінювати свою глибину для сканування всієї товщі води.

Для ідентифікації стороннього об'єкта доцільно використовувати відео- та гідроакустичні камери. Гідроакустичні камери працюють ультразвуковому діапазоні та здатні побудувати тривимірну модель навіть в мутній воді. Найбільш ефективним застосування таких камер буде в зонах з низькою видимістю.

В зонах з хорошою видимістю, декілька метрів, більш економічно ефективно є ідентифікація об'єктів за допомогою відеокamer, оскільки їх вартість значно менша за вартість гідроакустичної камери.

Висновки. Моніторинг захищених акваторій за допомогою підводних апаратів дасть змогу ефективно виявляти порушників в акваторіях, як з великою так і невеликою глибиною в наслідок використання гідролокатора з прямим променем, а відео- та гідроакустичні камери дозволять точно ідентифікувати виявлений підозрілий об'єкт.

Список використаних джерел:

1. Антокольский, Л.М. Активные гидроакустические станции для обнаружения подводных диверсантов. Обзор [Електронний ресурс] / Л.М. Антокольский. – Режим доступу: <http://www.akvilona.ru/news/dsit-has.htm>.
2. Барсуков, А.П. Компоненты и решения для создания роботов и робототехнических систем [Електронний ресурс] / А.П. Барсуков. – 2005. – 122 с.

СЕКЦІЯ 5. ІМПУЛЬСНІ ПРОЦЕСИ І ТЕХНОЛОГІЇ

УДК 621.319.4

Дмитришин А. Я., Гулько В. И., Топоров С. О.

Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины, г. Николаев

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КОМБИНИРОВАННОГО ПЛЕНОЧНОГО ДИЭЛЕКТРИКА

В настоящее время основные фирмы-разработчики в области силового конденсаторостроения таких стран как США, Китай, Россия, Казахстан, Украина активно ведут работы по усовершенствованию высоковольтных импульсных конденсаторов, которые являются основным энергетическим элементом высоковольтных разрядно-импульсных устройств разного технологического назначения [1].

Применение в конструкции высоковольтного импульсного конденсатора диэлектрика на основе полимерных пленок, которые характеризуются высокой электрической прочностью, позволяет применить более высокую рабочую напряженность электрического поля в диэлектрике в сравнении с конденсаторами, в конструкциях которых применен бумажный или бумажно-плёночный диэлектрик. В результате проведенных в ИИПТ НАН Украины исследований получено, что наиболее перспективным для применения в конструкциях высоковольтных импульсных конденсаторов для электроимпульсных установок различного технологического назначения является комбинированный плёночный диэлектрик, на основе неполярной полипропиленовой (ПП) и полярной полиэтилентерефталатной (ПЭТ) плёнок [2 – 5].

В данной работе на основе проведенных экспериментов на макетах секций высоковольтного импульсного конденсатора проанализированы факторы, влияющие на электрофизические характеристики комбинированного плёночного диэлектрика, таких как электрическое сопротивление изоляции ($R_{из}$) и кратковременную электрическую прочность ($E_{пр ср}$). Оценивалось влияние соотношения полярной и неполярной составляющих (x) в структуре плёночного диэлектрика и полярности прилегающих к ним обкладок секции.

Исследования характеристик плёночных диэлектриков проводились в отсутствие прослоек пропитывающей жидкости, являющейся в электрическом отношении наиболее слабым компонентом диэлектрической системы, а для устранения воздушных прослоек между слоями пленок, коэффициент запрессовки диэлектрика макетов секций обеспечивался равным единице. Для диэлектриков структур ПП+ПЭТ+ПП и ПЭТ+ПП+ПЭТ исследования по определению влияния полярности обкладок на электрическое сопротивление изоляции и электрическую прочность не проводилось по причине их симметричности.

Результаты экспериментальных исследований приведены в таблицах 1 – 3.

Таблица 1 – Результаты экспериментальных исследований структур плёночного диэлектрика типа ПП+ПЭТ+ПП и ПЭТ+ПП+ПЭТ

Структура ди- электрика	d_n , мкм	$\varepsilon_{экв}$	$tg \delta_{экв}$, $\times 10^{-4}$	x , %	$R_{из}$, МОм	$U_{пр}$, кВ	$U_{пр ср}$, кВ	$E_{пр ср}$, кВ/мм
ПП+ПЭТ+ПП	30	2,46	9,163	33,3	12500	13,5; 16,0; 18,0; 18,0; 18,0	16,7	556,7
ПП+ПЭТ+ПП	34	2,42	8,235	29,4	13750	20,0; 19,5; 19,0; 20,0; 20,5	19,8	582,4
ПП+ПЭТ+ПП	35	2,54	11,5	42,9	10750	20,5; 21,0; 18,0; 21,0; 19,0	19,9	568,6
ПП+ПЭТ+ПП	39	2,50	10,42	38,5	12000	24,0; 23,5; 20,0; 24,0; 21,0	22,5	576,9
ПЭТ+ПП+ПЭТ	30	2,78	18,21	66,7	10000	18,0; 17,0; 16,5; 16,0; 17,0	16,9	563,3
ПЭТ+ПП+ПЭТ	32	2,73	16,95	62,5	10250	19,5; 20,5; 18,0; 19,0; 18,0	19,0	593,8
ПЭТ+ПП+ПЭТ	35	2,83	19,7	71,4	9000	19,0; 20,0; 21,0; 20,0; 20,0	20,0	571,4
ПЭТ+ПП+ПЭТ	40	2,87	20,86	75,0	8000	23,0; 22,0; 23,0; 22,0; 24,0	22,8	570,0

Таблиця 2 – Результаты экспериментальных исследований структур пленочного диэлектрика типа ПП+ПП+ПЭТ

d_n	Положительная обкладка на пленке ПП				Отрицательная обкладка на пленке ПП			
	$R_{из}$	$U_{пр}$	$U_{пр ср}$	$E_{пр ср}$	$R_{из}$	$U_{пр}$	$U_{пр ср}$	$E_{пр ср}$
	МОм	кВ	кВ	кВ/мм	МОм	кВ	кВ	кВ/мм
30	17500	18,0; 13,0; 15,0; 15,0; 15,0	15,2	506,7	16750	18,0; 13,0; 13,0; 18,0; 15,0	15,4	513,3
34	18000	17,0; 18,5; 17,0; 17,5; 19,5	17,9	526,5	17375	18,0; 19,0; 19,8; 17,5; 17,5	18,6	545,9
35	16000	19,5; 18,0; 18,5; 19,0; 18,0	18,6	531,4	14750	21,0; 20,0; 19,0; 20,5; 19,5	20,0	571,4
39	16750	23,0; 20,0; 20,0; 25,0; 22,0	22,0	564,1	15500	24,0; 25,0; 24,0; 22,0; 23,0	23,6	605,1

Таблиця 3 – Результаты экспериментальных исследований структур пленочного диэлектрика типа ПЭТ+ПЭТ+ПП

d_n	Положительная обкладка на пленке ПЭТ				Отрицательная обкладка на пленке ПЭТ			
	$R_{из}$	$U_{пр}$	$U_{пр ср}$	$E_{пр ср}$	$R_{из}$	$U_{пр}$	$U_{пр ср}$	$E_{пр ср}$
	МОм	кВ	кВ	кВ/мм	МОм	кВ	кВ	кВ/мм
30	9800	17,5; 18,5; 18,0; 19,0; 18,0	18,2	606,7	10000	18,0; 18,0; 18,5; 17,5; 17,0	17,8	593,3
32	10000	21,0; 18,0; 20,0; 20,5; 19,0	19,5	609,4	11000	20,0; 20,0; 19,0; 18,0; 19,0	19,2	600,0
35	9250	20,0; 21,5; 19,0; 20,0; 22,0	20,5	585,7	9500	20,0; 20,0; 18,0; 21,0; 21,0	20,0	571,4
40	9500	24,0; 24,0; 22,0; 22,0; 24,0	23,2	580,0	9750	22,0; 23,0; 20,0; 23,0; 20,0	21,6	540,0

Выводы. 1. С увеличением в структуре пленочного диэлектрика полярной составляющей электрическое сопротивление изоляции снижается.

2. Наибольшим электрическим сопротивлением изоляции обладают диэлектрики структуры ПП+ПП+ПЭТ, причем величина электрического сопротивления изоляции имеет наибольшее значение когда пленка ПП расположена у обкладки положительной полярности.

3. Наибольшей электрической прочностью обладают диэлектрики структуры ПЭТ+ПЭТ+ПП, причем величина электрической прочности диэлектриков имеет наибольшее значение когда обкладка положительной полярности находится на пленке ПЭТ.

Список использованных источников:

1 Рудаков, В.В. Стан та тенденції розвитку високовольтних імпульсних конденсаторів [Текст] / В.В. Рудаков // Вісник НТУ «ХПІ». – 2009. – №39. – С. 146-154.

2 Гунько, В.И. Исследования по созданию гаммы высоковольтных импульсных конденсаторов с пленочным диэлектриком [Текст] / В.И. Гунько, А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко, И.А. Перекупка, Т.А. Фещук // Материалы XV Международной школы-семинара «Физика импульсных разрядов в конденсированных средах». – Николаев, 2011. – С. 201-204.

3 Гунько, В.И. Разработка высоковольтных импульсных конденсаторов с пленочным диэлектриком [Текст] / В.И. Гунько, А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко, С.О. Топоров, И.А. Перекупка // Вісник НТУ «ХПІ» Тем. вип.: Техніка і електрофізика високих напруг. – 2012. – № 52. – С. 65-71.

4 Гунько, В.И. Создание высоковольтных импульсных конденсаторов на основе комбинированного пленочного диэлектрика [Текст] / В.И. Гунько, А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко, И.А. Перекупка, С.О. Топоров // Электротехника и электромеханика. – 2014. – № 4. – С. 53-55.

5 Дмитришин, А.Я. Оценка длительной электрической прочности различных конструкций пленочного диэлектрика для высоковольтных импульсных конденсаторов [Текст] / А.Я. Дмитришин, И.Ю. Гребенников, С.О. Топоров, Е.Н. Слепец // Электронная обработка материалов. – 2014. – № 5. – С. 92-94.

УДК 621.314

Захаров Д. О.

Миколаївський національний аграрний університет, м. Миколаїв

**АНАЛІЗ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ ЗЕРНОВОЇ МАСИ НА РОЗПОДІЛ
ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ В ЇЇ ОБ'ЄМІ**

Останнім часом в світі зростає увага до впровадження нових електрофізичних методів обробки сільсько-господарської продукції. Одним з пріоритетних напрямків є використання електротехнологічних комплексів для бактерицидного та інсектицидного знезараження зернової продукції. В даних установках за рахунок утворення електричних полів з високими значеннями напруженості електричного поля (понад 100 кВ/м) в об'ємі зернової маси, виникають коронні розряди, в результаті чого у повітряних включеннях утворюється озон, який власне і здійснює бактерицидну та інсектицидну дію.

Під час розробки генераторів імпульсних напруг для даного електротехнологічного обладнання слід враховувати основні параметри зернової маси та особливості структури зернівки, так як дані фактори впливають на інтенсивність утворення коронних розрядів та на узгодженість первинного і вторинного кіл резонансного трансформатора.

Під час математичного аналізу розподілу характеристик електричного поля між окремими зернівками, слід оперувати значеннями діелектричної проникності зернової субстанції. В даній роботі виконано розрахунок діелектричної проникності зернової субстанції за відомими значеннями діелектричної проникності зернової маси та питомої густини зернової субстанції.

В роботі [1] встановлено усереднені розміри мікровиступів на поверхні зернівки. Чисельний аналіз розподілу електричного потенціалу та напруженості електричного поля показав, що наявність мікровиступів на поверхні зернівки призводить до підвищення неоднорідності параметрів електричного поля, а як наслідок утворюються сприятливі умови для виникнення коронних розрядів.

Висновок. В даній роботі виконано аналіз впливу структури поверхні зернини на розподіл характеристик електричного поля біля її поверхні та умови реалізації коронного розряду, з врахуванням значень відносної діелектричної проникності зернової субстанції. Результати виконаного аналізу показують, що наявність мікрровиступів підсилює напруженість електричного поля в середньому в 2,5 рази.

Список використаних джерел:

1. Дубовенко К. В. Аналіз впливу структури поверхні зернини на розподіл електричного поля / К. В. Дубовенко, Д. О. Захаров. // Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія "Техніка та енергетика АПК". – 2015. – №209. – С. 132–140 с.

УДК 537.52:542.9:661.66

Кускова Н. И., д.т.н., профессор

Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины, г. Николаев

**ПРОЦЕССЫ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОГО СИНТЕЗА УГЛЕРОДНЫХ И
МЕТАЛЛОУГЛЕРОДНЫХ НАНОМАТЕРИАЛОВ**

Развитие промышленности требует новых подходов для создания технологий и материалов, в которых активно создаются и применяются такие нанокompозитные и новые углеродные материалы, как металлоуглеродные нанокompозиты и углеродный нанокристаллический материал (УНМ).

Широкое применение для получения ценных в практическом отношении металлоуглеродных композитов нашел самораспространяющийся высокотемпературный синтез (СВС). СВС-метод основан на химических реакциях, протекающих внутри узкой высокотемпературной зоны (от 1000 до 4000 К), которая распространяется в исходной системе порошков, состоящей из мелкодисперсной фракции окислителя и восстановителя.

Технологические достоинства СВС заложены в самом принципе – использование быстро выделяющегося тепла химических реакций вместо нагрева вещества от внешнего источника, поэтому многие СВС-процессы даже в простейшем варианте успешно конкурируют с традиционными энергоемкими технологиями. Однако по мере развития метода и технологий СВС к ним предъявляются все более сложные требования с целью получения максимального эффекта.

Целью работы является целенаправленное получение углеродных и металлоуглеродных наноматериалов в результате разрядноимпульсного инициирования самораспространяющегося высокотемпературного синтеза в экзотермических системах.

Результаты термодинамического анализа разных экзотермических систем показали, что использование политетрафторэтилена и других перфторированных углеводородов для СВС углеродных наноматериалов является термодинамически обоснованным и целесообразным.

Проведены экспериментальные исследования условий формирования и закономерностей СВС углеродных наноматериалов в смесях порошков: «алюминий + политетрафторэтилен» (с добавками углеводородов), «азид натрия + политетрафторэтилен». Экспериментально определены основные параметры процесса СВС выбранных порошковых систем – температура зажигания; линейная скорость горения; ширина зоны прогрева; длина волны и скорость нагревания вещества в волне [1, 2].

Показано, что СВС в системах «алюминий + политетрафторэтилен + углеводород» реализуется при условии, что массовая доля углеводорода в исходной смеси не превышает 20 %. Использование углеводородов препятствует окислению СВС продуктов и увеличивает выход УНМ.

Размеры областей когерентного рассеяния (ОКР) нанокристаллитов синтезированных УНМ, рассчитанные по дифрактограммам, составляют от 24 до 42 нм.

Получены зависимости удельных электрических проводимостей УНМ от плотности при разной степени компактирования порошков. Различные величины электропроводности (от 0,01 См/м до 50 См/м) обусловлены наличием в порошках разных аллотропных форм углерода.

Предложено использовать порошковую смесь «алюминий + титан + политетрафторэтилен» для СВС карбидов в процессе протекания сопряжённых экзотермических реакций. В результате горения смеси «алюминий + титан + политетрафторэтилен» происходит образование наноструктурного порошка карбида титана (размер ОКР нанокристаллитов, рассчитанный по дифрактограмме, – 35 нм).

Реализацию СВ синтеза карбидов тугоплавких металлов проводили в системе «вольфрам + титан + УНМ». Использование углеродных наноматериалов позволяет получать наноструктурные порошки карбидов вольфрама и титана без предварительной механической обработки исходной смеси. Показано, что увеличение содержания вольфрама в смеси от 50 % до 80 % приводит к уменьшению непрореагировавших углерода и вольфрама и, соответственно, к увеличению содержания карбида WC в СВС-продукте. По дифрактограммам рассчитаны размеры ОКР кристаллитов: TiC – 48,8 нм, W₂C – 46 нм и WC – 20,7 нм.

Таким образом, метод СВС позволяет получать наноструктурные порошки УНМ и карбидов тугоплавких металлов.

Список использованных источников:

1. Патент 104443 Украина, МПК (2011) C01B 31/00. Спосіб одержання вуглецевих наноматеріалів / Д.І. Челпанов, Н.І. Кускова, А.О. Смально; заявник і патентовласник Ін-т імпульсних процесів і технологій НАН України. – № а 201508494; заявл. 31.08.15; опубл. 25.01.16, Бюл. № 2. – 4 с.
2. Челпанов, Д.И. Условия разрядноимпульсного инициирования и параметры процесса самораспространяющегося высокотемпературного синтеза углеродных наноматериалов / Д.И. Челпанов, В. Ю. Бакларь, Н.И. Кускова, А.Н. Корзинова // Вісник НТУ «ХПІ». Сер. Техніка та електрофізика високих напруг: зб. наук. праць. – 2016. – № 51. – С. 115–120.

УДК 621.315.616:621.319.48

Малюшевська А.П., к.т.н., доцент

Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв

РОЗРОБКА ОСНОВ СПОСОБУ ВХІДНОГО КОНТРОЛЮ ЯКОСТІ КОНДЕНСАТОРНИХ ПОЛІМЕРНИХ ПЛІВОК ШЛЯХОМ АНАЛІЗУ ЇХ ДЕФОРМАЦІЙНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Вибір твердих і рідких ізоляційних електротехнічних матеріалів обумовлений вдалими поєднаннями їхніх електрофізичних характеристик. Неполарний поліпропіленовий (ПП) плівці притаманні висока електрична міцність, низькі діелектричні втрати, відносно висока теплостійкість, висока межа міцності й мале відносне подовження при розтяганні, що необхідно для намотування конденсаторних секцій. Застосування полярної поліетилентерефталатної (ПЕТ) плівки при виготовленні імпульсних силових конденсаторів, конденсаторів постійного струму та інших електротехнічних виробів обумовлено насамперед її досить високою діелектричною проникністю, рівнотовщинністю, механічною та електричною міцністю, незначною усадкою при підвищених температурах, високим питомим об'ємним електричним опором. Механічна міцність та відносне подовження полімерів значним чином пов'язані з їхніми морфологічними особливостями: типом структури, орієнтацією, кристалічністю, молекулярною масою, числом „прохідних” макромолекул (тобто ланцюгів, що входять в аморфні ділянки між кристалічними) [1]. Однак, зв'язок конкретних структурних параметрів полімерного матеріалу із процесами його руйнування дотепер недостатньо вивчений, хоча становить значний інтерес. Вивчення реологічних характеристик конкретної полімерної плівки дозволить одержати важливу інформацію про морфологічні особливості діелектричного матеріалу (які впливають і на його електрофізичні властивості, важливі для подальшого електротехнічного використання) без застосування проблемних з економічної та експлуатаційної точок зору методів.

Досліджувані поліетилентерефталатні плівки (№1 – слабошорстка і №2 – гладка) мають досить широкий діапазон зміни відносного подовження при розриві (ϵ_p), плівка № 1 – від 3 до 22%, а плівка № 2 від 3 до 30 %. Отримані дані (варіаційні ряди для відносного подовження при розриві) свідчать про деяку близькість їхньої структури – має місце не яскраво виражена дискретність у зміні ϵ_p . При цьому слабошорстка плівка №1 показує дещо менше подовження при розриві в порівнянні із гладкою плівкою №2. Спектр значень відносного подовження при розриві для плівок №1 і №2 широко "розмитий".

Для двобічношорсткої поліпропіленової плівки (№3) має місце дуже широкий діапазон зміни відносного подовження при розриві – від 5 до 45%. В той же час для зразків гладкої поліпропіленової плівки (№4) відзначається надзвичайно вузький діапазон відносного подовження зразків, а самі значення ϵ_p невисокі – більша частина зразків (52 %) показала відносно подовження від 5,5 до 11,5 %. Тобто можна припустити, що ця поліпропіленова плівка має значно менше „слабких” структурних елементів, ніж поліпропіленова плівка № 3. Оскільки за механічні властивості полімерного матеріалу відповідають макромолекули, що проходять через аморфні ділянки і саме аморфна фаза забезпечує еластичність полімеру, то широкий спектр значень відносного подовження при розриві для плівок № 1, 2 і 3 можна пояснити морфологічним різноманіттям аморфних фрагментів у полімері, у тому числі – наявністю наскрізних включень по аморфній фазі. Для плівки № 4 гістограма частот реалізації відносного подовження при розриві має вигляд чітко виражених смуг з вузьким діапазоном зміни ϵ_p , тобто можна припустити більш впорядковану структуру цього полімерного матеріалу. Таким чином, можна говорити про наявність високощільного кристалічного шару на поверхні матеріалу, характеристики саме цього шару визначають вид гістограм частот реалізації значень ϵ_p . Такі данні про структуру поверхні поліпропіленової плівки № 4 збігаються та суттєво доповнюють матеріали, отримані при вивченні залежності термостабільності її електрофізичних властивостей (а саме короточасної електричної міцності) в ході її термостаріння в контакт з просочуючою рідиною – трансформаторним маслом Т-1500.

Встановлене принципове розходження гістограм частот реалізації відносного подовження при розриві досліджених плівок дозволяє використати зазначену характеристику як параметр, що ідентифікує наявність або відсутність щільного кристалічного шару в діелектричній плівці в її первинному стані. Слід зазначити, що спосіб діагностики структури полімерних плівок у первинному стані, заснований на вивченні відносного подовження плівки при розриві, буде відрізнятися від традиційних простотою застосування при високій відтворюваності результатів і є перспективним для здійснення вхідного контролю якості полімерних плівок при виробництві силових конденсаторів.

Список використаних джерел:

1. Гуль, В.Е. Структура и прочность полимеров / В.Е. Гуль. – М.: Химия, 1978. – 326 с.
2. Мажушевська А.П., Топоров С.О. Зміна експлуатаційних властивостей просочуючої рідини плівкових діелектричних систем високовольтних електротехнічних пристроїв під впливом підвищеної температури. Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю „Сучасні проблеми автоматики та електротехніки”, 22-24 квітня 2015 р., Миколаїв, НУК, Україна. – С. 32 – 34.

УДК 681.236

Назарова Н. С., к.т.н., доцент

Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв

ЗАЛЕЖНІСТЬ ЕФЕКТИВНОСТІ РОЗРЯДНОІМПУЛЬСНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ОЧИЩЕННЯ ВИЛИВКІВ ВІД ІНФОРМАЦІЙНОЇ КООРДИНАТИ РЕЖИМУ РОЗРЯДУ

Підвищення ефективності роботи електротехнологічних установок є актуальною проблемою для розрядноімпульсної технології (PIT) очищення виливків. Використання оптимальних систем керування [1] з мінімізацією функції втрат є одним із шляхів зниження витрат енергії при застосуванні традиційних формувальних сумішей і генераторів імпульсних струмів (ГІС) [2]. Складність забезпечення мінімуму функції втрат засобами системи керування визначається стохастичністю інформаційних координат режиму розряду, зумовленою іскровим характером навантаження [3], при якому довжина і форма каналу розряду і, відповідно, його електричні характеристики залежать від багатьох стохастичних факторів.

Метою роботи є встановлення взаємозв'язку між статистичними характеристиками інформаційних координат режиму розряду та ефективністю розрядноімпульсної технології очищення виливків для визначення методів підвищення енергоефективності (PIT).

Енергоефективність E_f розрядноімпульсної технології можна визначити відношенням енергії, що витрачається на руйнування формувальних сумішей W_p , до загальної енергії W_o , що витрачається в технологічному вузлі та включає втрати $W_i = W_o - W_p$, які не призводять до руйнування.

$$Ef = \frac{W_p}{W_o} \quad (1)$$

Функція втрат для одного імпульсу, визначена в [4], дорівнює нулю, у випадку коли енергія витрачається на руйнування формувальних сумішей, або одиниці, коли руйнування не здійснюється: $\Pi_I = \begin{cases} 0, & p \geq p_{kr} \\ W_i, & p < p_{kr} \end{cases}$, де p – тиск на фронті хвилі стиснення, що виникає при розширенні каналу розряду у воді, p_{kr} – мінімальний тиск, що призводить до руйнування формувальних сумішей.

Для заданої кількості розрядів N під час неперервної обробки функція втрат дорівнює $\Pi_I(p, p_{kr}) = \sum_{N_i} W_i$,

де N_i – кількість імпульсів, при яких не здійснюється руйнування $p < p_{kr}$. З урахуванням того, що джерело живлення ГІС заряджує ємнісний накопичувач до однакової напруги, тобто забезпечує однакову запасену енергію, то відносну функцію втрат (1) можна представити у вигляді

$$\Pi_I = \frac{N_i}{N} \quad (2)$$

Для спостереження за режимом розряду використовують наступні інформаційні координати [3]: максимальне значення розрядного струму $i_m[n]$, напругу в момент замикання каналу розряду $U_{np}[n]$, комбіновану характеристику $\Sigma[n] = i_m[n] + k U_{np}[n] / i_m[n]$, де запис $[n]$ – показує, що ці величини мають стохастичний характер і визначені на множині вимірювань n .

Інформаційна координата є випадковою величиною з нормальним законом розподілу, тому функцію втрат також можна визначити за інтегралом

$$\Pi_I = 1 - \int_{I_{min}^*}^{I_{max}^*} \frac{1}{\sqrt{2\pi k_I \sigma_y^*}} \exp\left(-\frac{(I^* - 1)^2}{2(k_I \sigma_y^*)^2}\right) dI^*, \quad (3)$$

де y – математичне очікування інформаційної координати, $\sigma_y^* = \sigma_y / y$ – відносне середньоквадратичне відхилення інформаційної координати, $I_{max}^* = I_{max} / I_{opt}$, $I_{min}^* = I_{min} / I_{opt}$ – відповідно максимальна і мінімальна довжина міжелектродного проміжку, що відповідає умові $p \geq p_{kr}$, $k_I = \frac{I^*}{y}$ – коефіцієнт лінійної регресії між довжиною

міжелектродного проміжку і інформаційною координатою, $y^* = \frac{y}{y(I_{opt})}$ – відносне математичне очікування

інформаційної координати, $y(I_{opt})$ – значення інформаційної координати при оптимальному значенні міжелектродного проміжку I_{opt} , що відповідає максимальному тиску хвилі стиску. Установлена в системі довжина міжелектродного проміжку $I_t^* = \frac{I_{max}^* - I_{min}^*}{2}$ є граничною для функції втрат. При $|I^*| > I_t^*$ тиск хвилі стиску менше, ніж

критичний $p < p_{kr}$ [5].

Залежність (3) дає змогу визначити втрати в залежності від установленної в системі довжини міжелектродного проміжку, при якому здійснюється регулювання I_t^* . Енергоефективність визначається за формулою

$$Ef = \int_{I_{min}^*}^{I_{max}^*} \frac{1}{\sqrt{2\pi k_I \sigma_y^*}} \exp\left(-\frac{(I^* - 1)^2}{2(k_I \sigma_y^*)^2}\right) dI^*, \quad (4)$$

В таблиці 1 наведено розрахунок енергоефективності РІТ очищення виливків в залежності від установленної I_t^* та середньоквадратичного відхилення інформаційної координати. У табл.2. наведено значення середньоквадратичного відхилення σ_Σ , отримані за експериментальними даними [3] для різних довжин міжелектродного проміжку і питомої провідності води в технологічній ємності.

Таблиця 1

σ_y^*	I_t^*		
	0,2	0,1	0,05
0,2	0,63	0,39	0,2
0,1	0,95	0,63	0,39
0,05	1	0,95	0,63

Таблиця 2

$I, \text{м}$	$\rho, \text{Ом м}$				
	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0
0,025	0,0277	0,024	0,023	0,015	0,009
0,050	0,037	0,036	0,036	0,014	0,012
0,075	0,042	0,040	0,039	0,014	0,012
0,100	0,074	0,069	0,043	0,017	0,015

Аналіз даних таблиці 2 показує, що при використанні інформаційної координати $\Sigma[l]$ можна забезпечити високу енергоефективність РІТ.

Висновки. Отримана залежність між статистичними характеристиками інформаційних координат режиму розряду та ефективністю розрядноімпульсної технології очищення виливків дозволяє обчислити математичне сподівання функції втрат при неперервній роботі установки. На базі розробленої моделі можна рекомендувати для підвищення енергоефективності розрядноімпульсної технології очищення виливків використовувати інформаційні координати режиму обробки з найменшим стандартним відхиленням.

Список використаних джерел:

1. Вовк, И.Т. Управление электрогидроимпульсными процессами / И.Т.Вовк, В.Б.Друмирецкий, Е.В.Кривицкий, Л.Е.Овчинникова. – Киев: Наукова думка, 1984. – 186 с.
2. Гулый, Г.А. Основы разрядноимпульсных технологий – К.:Наукова думка, 1990. – 208с.
3. Назарова, Н.С. Анализ статистической эффективности координат выходного вектора объекта управления // Збірник наукових праць Українського державного морського технічного університету. – 2001. – №1(373). – С.130-137.
4. Назарова, Н.С. Система автоматичного регулювання електрогідроімпульсних установок із рухомим електродом. Автореф дис. на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук. – Киев: ІЕД НАН України, 2003. – 20 с.
5. Назарова, Н.С. Методи підвищення енергоефективності розрядноімпульсної технології очищення виливків / Н.С.Назарова, В.В. Диордийчук //Технічна електродинаміка. – 2011. – № 5. – С.68-73.

УДК 621.3.015.3:537.523.3:697.946

Богуславский Л. З., Козырев С. С., Овчинникова Л. Е.

Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, г. Николаев

Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины, г. Николаев

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОФИЛЬТРАЦИИ

В системах электрофильтрации экологически опасных промышленных выбросов для осаждения разноимпедансных пылевых частиц и деструкции их экологически опасных составляющих используются дополнительные импульсные высоковольтные высокочастотные источники питания, формирующие импульсы напряжения специальной формы [1]. Наличие в промышленных выбросах различных опасных составляющих и пылевых частиц с разным сопротивлением, а также текущее изменение их соотношения в процессе очистки, обуславливает необходимость корректировки параметров импульсов дополнительных импульсных высокочастотных источников питания в соответствии с текущим составом и весовыми долями промышленных выбросов. Это требует разработки адаптивных алгоритмов управления импульсными высокочастотными источниками питания систем электрофильтрации.

Целью работы является исследование экологически опасных промышленных выбросов как объекта обработки и импульсных высоковольтных высокочастотных источников питания как объекта управления с целью определения координат вектора состояния, выбора информационных входных координат, каналов управляющих воздействий для разработки адаптивных алгоритмов управления, позволяющих варьировать параметры импульсов в процессе осаждения разноимпедансных пылевых частиц и деструкции экологически опасных составляющих в зависимости от текущего состава и весовых долей промышленных выбросов.

В результате проведенных исследований объекта обработки – экологически опасных промышленных выбросов в электрофильтре – установлено, что в процессе фильтрации изменяется их количественный и качественный состав и для обеспечения эффективного осаждения разноимпедансных пылевых частиц и деструкции всех экологически опасных составляющих необходимо обеспечить текущий контроль состава выбросов с целью корректировки параметров импульсов, генерируемых импульсным высоковольтным источником питания.

Обеспечение операционного контроля состава газовых выбросов потребовало проведения анализа существующих газовых анализаторов. В качестве датчика газового анализатора для определения состава газовых выбросов может быть выбран первичный электрохимический преобразователь (ПЭП) для преобразования массовой концентрации газовой составляющей в токовый сигнал, пропорциональный концентрации. А для определения массовой концентрации различных взвешенных пылевых частиц в газоанализаторе можно использовать измеритель оптической плотности пылегазовой среды ВГО-2 [2]. Применение газоанализаторов позволяет проводить непосредственный текущий анализ структуры конкретной газовой смеси и определять в объеме опасных выбросов количество и весовой коэффициент наиболее значимых составляющих газовых выбросов, что может быть использовано в качестве информационных координат в системе управления.

С целью разработки адаптивных алгоритмов управления проведено исследование импульсного высоковольтного высокочастотного источника питания как объекта управления для выбора каналов управляющих воздействий и информационно эффективных координат контроля. В системах электрофильтрации в качестве дополнительного импульсного источника питания используются генераторы высоковольтных импульсов с наносекундным фронтом для получения стримерного коронного разряда [3].

Необходимое количество генераторов ($G_1...G_N$) в источнике питания равняется количеству весовых составляющих фильтруемых промышленных выбросов и определяется по результатам предварительного анализа их состава [4].

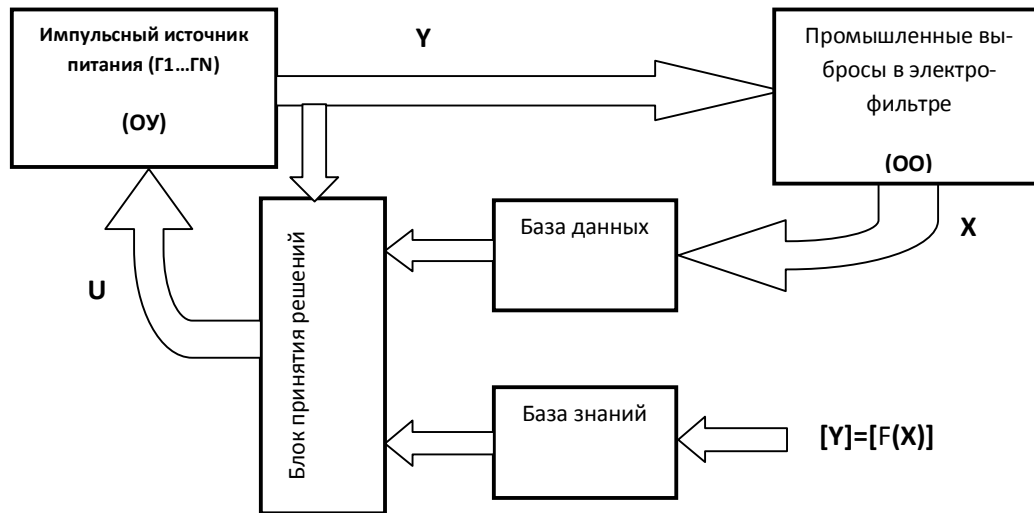
В результате проведенных исследований установлены информационно эффективные и аппаратно определяемые выходные координаты генератора высоковольтных импульсов: амплитуда импульса, длительность импульса, крутизна фронта импульса, частота следования импульсов. Каналами управляющих воздействий генератора высоковольтных импульсов являются входы регулятора напряжения и формирователя импульсов.

На основании исследования объекта обработки ОО (экологически опасные промышленные выбросы в электрофильтре) и объекта управления ОУ (генераторы высоковольтных импульсов $G_1...G_N$) построена обобщенная блок-схема адаптивной системы управления процессом очистки промышленных выбросов (рис. 1).

Координатами вектора состояния объекта обработки X являются сигналы с газоанализатора, соответствующие весовым коэффициентам наиболее значимых составляющих промышленных выбросов. Координатами выходного вектора объекта управления Y являются параметры импульсов на выходе генератора (амплитуда импульса, длительность импульса, крутизна фронта импульса, частота следования импульсов). Координатами вектора управляющих воздействий U являются сигналы, поступающие на регулятор напряжения и формирователь импульсов генератора с системы управления по алгоритму, выработанному в блоке принятия решений в соответствии с текущими значениями координат вектора состояния объекта обработки, выходного вектора объекта управления и множеством законов управления, заложенных в базу знаний.

Для формирования базы знаний необходимо проведение серии экспериментов на созданных макетных образцах высоковольтного оборудования комплексных систем электрофильтрации экологически опасных промышленных выбросов [5] или на реальных установках электрофильтрации, что позволит получить множество законов управления в виде однозначного соответствия $[Y]=[F(X)]$. Результаты экспериментальных исследований дадут возможность установить необходимые значения параметров импульсов, генерируемых импульсными высоковольтными высокочастотными источниками питания, для осаждения разноимпедансных пылевых частиц и деструкции экологически опасных газовых выбросов при различных сочетаниях составных элементов и их весовых долей.

Выводы. В результате проведенных исследований построена архитектура адаптивной системы управления и разработан адаптивный алгоритм управления импульсным источником питания системы электрофильтрации, обеспечивающий корректировку параметров импульсов генераторов в соответствии с текущим составом промышленных выбросов, что дает возможность генерировать высоковольтные импульсы с параметрами, позволяющими вести эффективную деструкцию всех весовых составляющих в процессе обработки экологически опасных промышленных выбросов при минимальных энергозатратах.



X – вектор состояния объекта обработки (ОО); Y – выходной вектор объекта управления (ОУ); U – вектор управляющих воздействий; $[Y]=[F(X)]$ – множество законов управления

Рис. 1. Блок-схема адаптивной системы управления процессом очистки газовых выбросов

Список использованных источников:

1. Пат. 90293 Україна, МПК (2014) B01D 53/32 (2006.01) C10K 1/00 H1T 19/00. Спосіб деструкції різноім-педансних газових викидів небезпечних промислових об'єктів / Богуславський Л. З., Мирошніченко Л. М., Діордїйчук В. В.; заявник та патентовласник Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України. – № у 2013 11731; заявл. 04.10.2013; опубл. 26.05.14. Бюл. № 10.
2. http://www.ukranalyt.com.ua/index4_0.htm Газоаналитические приборы, ЗАО «Украналит».
3. Пат. 50169 Україна, МПК H03K 3/53 (2006.01) Генератор высоковольтных импульсов с наносекундным фронтом для получения стримерного коронного розряда / Богуславський Л. З., Мирошніченко Л. М., Казарян Ю. Г., Христо О. І.; заявник та патентовласник Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України. – № у 2009 12959; заявл. 14.12.2009; опубл. 25.05.10. Бюл. № 10.
4. Пат. на корисну модель 95858, 12.01.2015. Система імпульсного електроживлення електрофільтрів для очищення різноім-педансних газових викидів; заявник та патентовласник Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України. -Заявка № у 2014 07889 Україна, заявлено 14.07.2014. Опубл. 12.01.2015, Бюл. №1.
5. Богуславский Л. З. Создание макетных образцов высоковольтного оборудования комплексных систем электрофильтрации экологически опасных промышленных выбросов / Л. З. Богуславский, Л. Н. Мирошніченко, В. В. Диордїйчук, Д. В. Винніченко, Н. С. Ярошинский // Вестник «ХПИ». Тем. вып. «Техника и электрофизика высоких напряжений», № 52 (958), 2012. – Харьков: НТУ «ХПИ». – С. 31-39.

УДК 537.528:577.23

Петриченко С. В., Сінчук А. В., Цолін П. Л.

Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНОЇ ОБРОБКИ БІОМАСИ НА ПРОЦЕСИ ЇЇ АНАЕРОБНОГО БРОДІННЯ

У країнах Європи в останні 3-5 років помітно активізувалися дослідження, пов'язані з пошуком дешевих, але ефективних способів попередньої обробки біомаси з метою збільшення її біодоступності, ступеня розкладання та підвищення продуктивності метаногенезу [1, 2]. Оскільки процес бродіння має електрохімічну природу, наявні також спроби дослідників обробляти субстрат електричним полем і електричним струмом. Основною причиною розбіжностей в результатах наявних в літературі робіт [3–5] є відсутність на сьогодні чітко виявлених режимів обробки, які збільшували б реакційну здатність біомаси і активізували (а не вбивали, як у відомих способах знезараження води) корисну мікрофлору. Шляхом концентрації електричної енергії можна впливати на біологічну сировину навіть на молекулярному рівні, розриваючи складні зв'язки волокон органічних речовин. В результаті цього процесу, дисперсність і однорідність біологічної маси збільшуватимуться, а

головне – може прискорюватися перетравлення її стійких компонентів (лігніну). А от для стимуляції життєдіяльності бактерій, навпаки, потрібні помірні електроколювання.

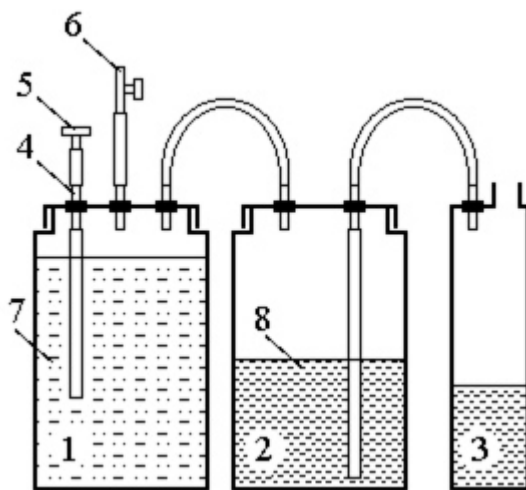
Мета проведеної роботи – визначення точного дозування електричної енергії, необхідної для активації метаногенезу, та розробка способу, який би був, з одного боку, універсальним для різних типів субстрату, з іншого боку – енерго- і ресурсозберігаючим.

На думку авторів, основою такого способу може бути випробуваний в експерименті імпульсний коронний розряд, який реалізується у широкому діапазоні питомої електропровідності біомаси σ_0 (експериментально визначено, що $\sigma_0 = 0,25 - 2,5$ См/м), слабо чутливий до коливань σ_0 , зміни міжелектродної відстані, концентрації твердофазних дисперсних включень у рідині, характеризується струмами розтікання, які охоплюють значний об'єм середовища і створюють помірний розподілений градієнт електромагнітного поля, значною гідродинамічною дією, порівняною з лінійним пробоем. Дозування електричної енергії в імпульсі забезпечувалося варіюванням зарядної напруги U_0 і ємності конденсаторної батареї C , індуктивність розрядного контуру дорівнювала 2,5 мкГн і не варіювалася. Обробка біомаси коронним розрядом здійснювалася за режимами, наведеними в таблиці. Поняття "різні режими розряду" детермінували величиною η , яка характеризується відношенням енергії W_{τ^*} , що виділилася в міжелектродному проміжку впродовж часу τ^* , який відповідає півперіоду струму в розрядному контурі, до енергії, накопиченої у конденсаторі W_0 . Інтеграл дії електричного струму одиничного розряду i_p розраховували на підставі експериментальних даних за час тривалості розрядного імпульсу τ_p . Сумарну енергію обробки біомаси залишали незмінною шляхом змінення кількості імпульсів в різних режимах обробки.

Таблиця 1. Умови реалізації розрядів і зведені розрахункові дані

№ режиму (зразка)	W_0 , Дж	τ^* , мкс	η (W_{τ^*}/W_0)	τ_p , мкс	Кількість імпульсів	i_p , $A^2 \cdot c$
0	контрольний					
1	112,50	4,96	0,33	35	11	3,9
2	28,13	2,48	0,72	15	44	1,6
3	11,25	1,57	0,94	10	110	1,3
4	60,5	4,96	0,19	35	20	1,3
5	20,00	1,57	0,81	10	62	1,9

Призначена для обробки коронним розрядом біомаса готувалась шляхом додавання у воду відібраного на фермерському господарстві свинячого гною з вмістом сухої речовини 10–13 %, так щоб об'єм завантаження становив 1,5 дм³. В якості ферментатора використовувалась скляна банка з герметичною металевою кришкою, яку для відведення утворюваного біогазу було оснащено штуцерним комплектом.



1 – ферментатор; 2 – газонакопичувач; 3 – ємність для вимірювання об'єму; 4 – штуцери; 5, 6 – пристрої для відбору проб; 7 – біомаса; 8 – вода

Рис. 1. Модель біогазової установки і вигляд лабораторного біореактора

Біогаз з ферментатора через трубку надходив до іншого герметичного резервуару – газонакопичувача для вимірювання об'єму та відсоткового вмісту метану, яке здійснювалось термокондуктометричним датчи-

ком ТП-2,0. Бродіння біомаси після обробки коронним розрядом проходило впродовж 20 днів за мезофільним режимом з витримкою за температури 35 ± 1 °C.

Аналіз часових залежностей нормованих накопичуваних сум газовиділення показав, що для більшості режимів попередньої обробки спостерігається запізнення початку фази метаногенезу, менші значення добового газоутворення, накопичуваної суми газоутворення і загального виходу біогазу протягом періоду обороту реактора. Це може свідчити про пригнічення електричним струмом популяції бактерій, які є активними на ранніх стадіях бродіння. Проте попередня електророзрядна обробка за режимами № 1, № 2 і № 5 призводить до збільшення біодоступності сировини насамперед по мірі збільшення значення інтеграла дії електричного струму. Фронти часових залежностей накопичуваних сум газоутворення для режимів з найближчими значеннями i_p (№ 2 і № 5) до моменту максимального добового газоутворення майже співпадають. Після цього моменту для зразка №5 накопичування газу продовжується майже лінійно, що може бути пов'язане з частковим руйнуванням структури лігноцелюлози, оскільки цей режим характеризується найбільшою електричною потужністю коронного розряду, а для зразків №1 і №2 спостерігається насичення кривих нормованих накопичуваних сум газоутворення.

Для біомаси, обробленої за режимом № 1, який реалізується за умови $\eta=0,33$, впродовж визначеного періоду (до 13 діб від початку зброджування) спостерігається приріст накопичуваної суми газоутворення по відношенню до контрольного зразка до 40 % з одночасним підвищенням вмісту метану, який стабілізується на рівні 10 %. Імпульсний коронний розряд за режимом № 1 характеризується максимальними серед реалізованих значеннями інтеграла дії електричного струму, енергії одиничного імпульсу W_0 і енергії, що виділилася в розрядному проміжку протягом активної фази розряду і протягом часу τ^* .

Методами оптичної мікроскопії виявлено, що після завершення 20-денної ферментації у контрольному зразку спостерігаються скупчення клітин неправильної сферичної форми, що вірогідно відносяться до другої морфологічної групи метаноутворюючих анаеробів, грамнегативних. Для зразків біомаси, що піддавалися попередній електророзрядній обробці, у пробах присутні нитковидні скупчення паличкових бактерій, грампозитивних, розташованих на зразок палисадника, які, вірогідно, є більш стійкими до нищівної дії електричного розряду, ніж бактерії кокової форми. Розміри в обох випадках приблизно відповідають означеним мікробіологами в роботі [6].

Висновки. Збільшення біодоступності поживних речовин зумовлене насамперед електрокінетичними процесами, що супроводжують електричний розряд в біомасі, оскільки добове газоутворення і поточний вихід біогазу пов'язані з інтегралом дії електричного струму. Має місце пригнічення і знищення певної частини популяції перших поколінь мікрофлори, що присутня у вихідній біомасі внаслідок електророзрядної дії, але можливо досягти позитивного по результатам газоутворення балансу між негативним ефектом від такого пригнічення і позитивним ефектом від збільшення біодоступності поживних речовин. Здійснюючи попередню електророзрядну обробку біомаси відповідно до результатів роботи, для біоустановок з періодом обороту біореактора до 2-х тижнів, можливо збільшити (до 40 %) вихід біогазу з незмінною щодо контрольної якістю біогазу по вмісту метану.

Список використаних джерел:

1. Harmsen, P.F.H. Literature Review of Physical and Chemical Pretreatment Processes for Lignocellulosic Biomass /P.F.H. Harmsen, W.J.J. Huijgen, L.M. Bermudez Lopez, R.R.C. Bakker //Food and biobased research. - 2010. -Issue 13. -P.1-49.
2. Agbor, V.B. Biomass pretreatment: Fundamentals toward application /V.B. Agbor, N. Cicek, R. Sparling, A. Berlin, D.B. Levin. // Biotechnology Advances. -2014. -Vol.29. -P.675-685.
3. Salerno, M.B. Using a pulsed electric field as a pretreatment for improved biosolids digestion and methanogenesis /M.B. Salerno, H.S. Lee, P. Parameswaran, B.E. Rittmann // Water Environment Research. -2009. - Vol.81(8). -P.831-839.
4. Chen, Y. Biostimulation by direct voltage to enhance anaerobic digestion of waste activated sludge /Y. Chen, B. Yu, C. Yin, C. Zhang, X. Dai, H. Yuan and N. Zhu //RSC Advances. -2016. -Issue 6. -P.1581-1588.
5. Bassard, D. Pretreatment of Lignocellulosic Materials by High Voltage Electrical Discharge Pretreatment for Biogas Production /D. Bassard, N. Grimi, E. Vorobiev, L. Mascré, M. Nonus, A. Pauss, T. Ribeiro //Food and Bioprocess Technology. -2015. -Vol.8, Issue 4. -P.885-894.
6. Hunt, Ryan W. Electromagnetic Biostimulation of Living Cultures for Biotechnology, Biofuel and Bioenergy Applications /Ryan W. Hunt, A. Zavalin, A. Bhatnagar, S. Chinnasamy and K.C. Das. //International Journal of Molecular Sciences. -2009. -Vol. 10 (10). -P.4515-4558.

УДК 621.763:537.311.31

Сінчук А. В.

Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв

ЗАСТОСУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО СТРУМУ ДЛЯ ОТРИМАННЯ МЕТАЛ-ІНТЕРМЕТАЛІДНИХ ШАРУВАТИХ КОМПОЗИТІВ

Метал-інтерметалідні шаруваті композити (МІШК) – це нові матеріали з градієнтною структурою, які мають високі показники жароміцності і тріщиностійкості. Більш того, МІШК структурної системи Ti/Al_3Ti , завдяки поєднанню малої питомої ваги і високої тріщиностійкості ($20\text{--}50\text{ МПа}\cdot\text{м}^{1/2}$), придатні для виготовлення елементів протиударного захисту літальних апаратів або бронезилетів [1]. Власного виробництва МІШК в Україні немає, а існуючі за кордоном способи – багатостадійні (багаторазова прокатка пакета з шарів різнорідних металів з подальшим відпалом [2], зварювання вибухом з наступним відпалом [3]) або тривалі (реакційний спікання пакета [4]). Твердофазний синтез інтерметалідів, що забезпечує формування кінцевої структури МІШК, є повільним дифузійно-хімічним процесом і, в залежності від розмірів вихідного пакета, може тривати десятки годин.

Мета проведеної роботи – прискорити протікання твердофазного синтезу інтерметалідів шляхом пропускання через шаруватий пакет $Al\text{--}Ti$ електричного струму.

МІШК отримували шляхом реакційного спікання під тиском близько 25 МПа шаруватих пакетів з фольги Ti (BT00) і Al (A5E) завтовшки по 50 мкм. За температури 630 °C здійснювалася ізотермічна витримка, протягом якої через пакет, товщина якого складала 1–3 мм, пропускалися біполярні і монополярні імпульси струму мікросекундної тривалості та постійний струм.

Встановлено, що в порівнянні зі звичайним спіканням при протіканні імпульсного електричного струму через пакет швидкість утворення інтерметалідів збільшується в 1,5–2 рази залежно від схеми пропускання, форми, енергоємності та кількості імпульсів. При тривалості спікання менше 3-х годин в системі превалюють дифузійні процеси зі збільшенням товщини дифузійного приграничного шару. Далі еволюція фазового складу і структури шаруватої системи така, що спочатку уздовж границі розділу реагентів з'являються інтерметалідні прошарки завтовшки 2–4 мкм, потім – компактні зерна інтерметалідної фази, які ростуть, згодом утворюючи суцільний шар, потім відбувається потовщення цього шару в напрямку, перпендикулярному границі. Методом мікроспектрального аналізу показано, що незалежно від дії струму єдиним інтерметалідом, що утворюється в системі, є триалюмінід Al_3Ti .

В силу того, що триалюмінід Al_3Ti має іншу, ніж вихідні метали, гратку, початок хімічного перетворення супроводжується утворенням пор, а потім і явних мікротріщин, що збільшують об'єм фольги Al . До закінчення процесу спікання, який при проходженні імпульсів струму триває не більше 5 годин, а за відсутності струму – 7–8 годин, ці мікроефекти під дією тиску «заліковуються» таким чином, що кінцева структура МІШК являє собою чергування залишкових шарів Ti із середньою товщиною 30 мкм і шарів триалюмініду Al_3Ti з мікротвердістю 4,5–7 ГПа. Аналізуючи ефективність впливу імпульсів на процес спікання, можна вибудувати таку послідовність (по спадаючій): пропускання монополярних імпульсів струму з підключенням фольги Al до «+» контакту, а фольги Ti – до «-» контакту; пропускання через пакет біполярних імпульсів струму; пропускання монополярних імпульсів струму з підключенням фольги Al до «-» контакту, а фольги Ti – до «+» контакту.

Слід зазначити, що у тих же баротемпературних умовах під дією постійного струму силою 70–110 А тривалість формування структури композиту в пакеті товщиною 1 мм становить лише 3–4 години; пакет товщиною 3 мм при 140 А перетворюється в композит протягом 4–5 годин.

До числа механізмів позитивної дії електричного струму на процес реакційного спікання фольги можна віднести такі електрофізичні явища:

- Джоулів нагрів всього пакета і міжшарових границь, зокрема, як найбільш дефектних ділянок неоднорідного провідника, що підтверджується збільшенням активного опору кола із шаруватим провідником;
- електропластичний ефект, дія якого підтверджується зменшенням висоти мікровиступів на поверхні фольги;
- електроперенесення хімічних елементів, що підтверджується залежністю структури композитів від напрямку пропускання струму.

Товщина інтерметалідних прошарків в спечених зразках пропорційна сумарній електричній енергії, введеної в шаруватий провідник за час спікання. Тому, щоб скоротити технологічну тривалість отримання МІШК до 3-х годин і менше, одночасно відмовляючись від сторонніх нагрівальних елементів, необхідно використовувати джерела струму, які дозволяють вводити за цей час в реакційну систему сумарну енергію в декілька МДж. Цій умові відповідають джерела постійного струму. Пропускання постійного струму через шаруватий пакет дозволяє за рахунок виділення Джоулевого тепла підтримувати температуру ізотермічної витримки шаруватих пакетів і є в кілька разів менш енергоємним процесом у порівнянні зі спіканням без струму, коли застосовуються сторонні нагрівальні елементи.

Висновки. Отримані експериментальні результати показують, що ступінь впливу електричного струму на формування інтерметалідів в шаруватих матеріалах залежить від товщини (маси) шаруватого пакету, виду

струму, характеристик струму і напрямки протікання струму через шаруватий провідник. В цілому, застосування електричного струму (потужних імпульсів, постійного струму) відкриває перспективу створення одностадійного і більш ефективного, в порівнянні з зарубіжними аналогами, способу отримання МІШК.

Список використаних джерел:

1. Коржов, В.П. Многослойные одно- и двухкомпонентные микро- и нанокompозиты. Их механические свойства и структура /В.П. Коржов, М.И. Карпов //Физика и техника высоких давлений. – 2011. – Т. 21, № 2.– С. 92–102.
2. Maier, V. Nanomechanical behaviour of Al-Ti layered composites produced by accumulative roll bonding /V. Maier, H. W. Höppel, M. Göken //Journal of Physics.– 2010.– Conference Series 240.– P. 1–4.
3. Trykov, Yu. P. Using explosion technologies in the fabrication of composite elements /Yu. P. Trykov, S.P. Pisarev //Welding International. –1999.– No.12.– P. 997– 999.
4. Harach, D.J. Microstructure evolution in metal-intermetallic laminate (MIL) composites synthesized by reactive foil sintering in air /D.J. Harach, K.S. Vecchio //Metallurgical and Materials Transactions A.–2001.– Vol. 32A.– P.1493–1504.

ЗМІСТ

СЕКЦІЯ 1. АВТОМАТИКА, ІНФОРМАЦІЙНО-КЕРУЮЧІ СИСТЕМИ І ПРИСТРОЇ.....	4
Ван Чи. Слідкувальна система на основі п'єзоелектричного двигуна.....	4
Вінниченко І. Л. Енергоефективний алгоритм керування резонансним перетворювачем частоти.....	5
Грешнов А.Ю., Двирная О.З. Анализ состояния проблем измерительных систем в морских портах.....	7
Еременко А. П. Комплексированная обработка информации в системах обеспечения безопасности мореплавания.....	9
Кабалава Г. З., Фоменко Е. Л. Сенсорні пристрої для безплатформної інерціальної навігаційної системи.....	11
Козлов О. В., Скакодуб О.С. Оптимізація регуляторів в системі керування пластинчатим транспортером вузла завантаження спеціалізованого піролізного комплексу.....	12
Черно А. А., Гуров А. П., Автоподстройка частоты электромагнитного вибрационного привода по разности фаз между гармоническими составляющими тока.....	14
Козлов О. В., Шмигельська І. В. Система автоматичного керування гідроприводом вузла вивантаження піролізного реактору.....	17
СЕКЦІЯ 2. АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД.....	19
Васильев О. Г., Ольшевський С. І., Вплив основних нелінійностей механічної передачі на динамічні характеристики системи керування.....	19
Житченко М. О., Білюк І.С., Вплив реакції якоря на точність позиціонування сервопривода постійного струму.....	20
Руденко Д. А., Шарейко Д. Ю. Импульсное управление асинхронными двигателями.....	20
Хлопенко Н. Я., Хлопенко И. Н., Модернизация системы управления тиристорного электропривода.....	21
Шарейко Д. Ю., Білюк І. С., Фоменко А. М., Савченко О. В., Козаченко А. В. Двигуни подвійного живлення у електроприводах великої потужності.....	22
Шарейко Д. Ю., Білюк І. С., Фоменко А. М., Савченко О. В. Використання адаптивних регуляторів у сучасних комплектних електроприводах.....	23
СЕКЦІЯ 3. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ КОМПЛЕКСИ, ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ І АПАРАТИ.....	25
Авдеева О.А., Ставинський Р.А. Передпосилання енергоресурсозбереження при багатосерійному виробництві трифазних розподільних трансформаторів малої і середньої потужності з планарним магнітопроводом.....	25
Бандура С. І., Александровський С. Ю. Лабораторний стенд для перевірки електронних лічильників.....	27
Подымака В.И. Лозовский Е.Г. Исполнительные элементы систем защиты трансформаторных подстанций.....	29
Нестерчук О. В., Кімстач О. Ю. Вплив фази напруги при пуску на динамічні характеристики асинхронного двигуна.....	31
Новогрецький С. М., Прудников А. О. Регулювання реактивної потужності реактора трансформаторного типу шляхом зміни коефіцієнта взаємодукції між обмотками.....	33
Ставинский Р.А., Ставинская Ю.В. Способы повышения равномерности распределения индукции в элементах активной части витых пространственных магнитопроводов трехфазных трансформаторов с шестигранным внутренним контуром.....	37
Стащук Д.М. Асинхронизированные синхронные генераторы как элемент электроэнергетической системы.....	38

<i>Чекунов В. К., Волков С. В.</i> Реалізація оптимального алгоритму розподілу потужності між судновими синхронними генераторами.....	40
<i>Жук О. К., Жук Д. О., Криворучко Д. В., Воскобоєнко К. А., Киселев А. С., Осадченко Ю. В.</i> Вибір регуляторів у системі керування сучасними високовольними передачами постійного струму	43
<i>Жук О. К., Жук Д. О., Криворучко Д. В., Воскобоєнко К. А., Киселев А. С., Осадченко Ю. В.</i> Принципи керування сучасними високовольними передачами постійного струму	47
<i>Жук А. К., Жук Д. А., Криворучко Д. В., Воскобоєнко Е. А.</i> Управление фильтрокомпенсирующим устройством с реакторным компенсатором.....	50
<i>Рябенський В. М., Колесник І. А.</i> Моделювання процесів спікання металічних порошків у високочастотному електромагнітному полі	53
СЕКЦІЯ 4. ПІДВОДНА ТЕХНІКА І ТЕХНОЛОГІЇ	55
<i>Бабкін Г. В.</i> Буксирована підводна система для інспекції прибережних зон та акваторій морських портів.....	55
<i>Блінцов О. В., Корицький В.І.</i> Автоматизована система керування рухом самохідної прив'язної підводної технологічної платформи	56
<i>Войтасик А. М.</i> Організація автоматизованого керування підводною прив'язною самохідною вантажною системою	57
<i>Ключков О. П.</i> Рівняння існування засобів морської робототехніки за рівнем функціональності	60
<i>Сірічук А. С.</i> Автоматизація моніторингу підводної обстановки на захищеній акваторії за допомогою підводних апаратів.....	61
СЕКЦІЯ 5. ІМПУЛЬСНІ ПРОЦЕСИ І ТЕХНОЛОГІЇ.....	62
<i>Дмитришин А. Я., Гулько В. И., Топоров С. О.</i> Экспериментальное исследование характеристик комбинированного пленочного диэлектрика.....	62
<i>Захаров Д. О.</i> Аналіз впливу параметрів зернової маси на розподіл характеристик електричного поля в її об'ємі	64
<i>Кускова Н. И.</i> Процессы высокотемпературного синтеза углеродных и металлоуглеродных наноматериалов	64
<i>Малюшевська А.П.</i> Розробка основ способу вхідного контролю якості конденсаторних полімерних плівок шляхом аналізу їх деформаційних характеристик.....	65
<i>Назарова Н. С.,</i> Залежність ефективності розрядноімпульсної технології очищення виливків від інформаційної координати режиму розряду	66
<i>Богуславский Л. З., Козырев С. С., Овчинникова Л. Е.</i> Адаптивное управление импульсным источником питания системы электрофильтрации	68
<i>Петриченко С. В., Сінчук А. В., Цолін П. Л.</i> Дослідження впливу електророзрядної обробки біомаси на процеси її анаеробного бродіння.....	70
<i>Сінчук А. В.</i> Застосування електричного струму для отримання метал-інтерметалідних шаруватих композитів	73

ІНФОРМАЦІЯ ДЛЯ АВТОРІВ

ВІСНИК

НАЦІОНАЛЬНОГО УНІВЕРСИТЕТУ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ



Згідно з бюлетенем ВАК України № 12 від 2009 року (с. 5); № 5 від 2010 року (с. 15); № 6 від 2010 року (с. 13) електронне видання «Вісник НУК» внесене до переліку електронних наукових фахових видань.

Видання виходить до 6 разів на рік в електронному вигляді та 1 раз на рік — у друкованому.

Матеріали, опубліковані у «Віснику НУК», зараховуються як фахові у галузях технічних та економічних наук.

Видання містить статті з результатами досліджень за групами спеціальностей: кораблебудування; обробка матеріалів у машинобудуванні; галузеве машинобудування; електротехніка; інформатика; обчислювальна техніка та автоматизація; техногенна безпека; енергетика; машинобудування; економіка та управління підприємствами.

<http://ev.nuos.edu.ua>

Для подання статті необхідні:

- експертний висновок про можливість опублікування;
- протокол засідання експертної комісії;
- витяг із протоколу засідання кафедри;
- рецензія на статтю;
- відомості про авторів (анкета автора);
- 2 примірники роздрукованої статті на папері формату А4;
- електронний варіант статті.

Статті приймаються за адресою:

каб. 551, просп. Героїв Сталінграда, 9,
м. Миколаїв, 54025

тел.: (+380512) 42-32-71

e-mail: ev@nuos.edu.ua

Контактна особа:

Крива Маргарита Сергіївна

Мова збірника: українська, російська,
англійська

Наукове видання

СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ – 2017

ВСЕУКРАЇНЬСКА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ

21-22 квітня 2017 року

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
м. Миколаїв, проспект Леніна, 3

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

(українською, російською і англійською мовами)

Відповідальний за випуск:

Комп'ютерна верстка:

Макетування:

О. О. Черно

М. Ю. Гелюс

А. Д. Літвінова

Формат 60×84/8 Ум. друк. арк.7,0. Тираж 100. Зам. № 49
Видавець і виготовник Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова
проспект Героїв Сталінграда, 9, м. Миколаїв, 54025
E-mail: publishing@nuos.edu.ua
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2506 від 25.05.2006 р.