

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ СПАЕ-2026

МАТЕРІАЛИ ВСЕУКРАЇНСЬКОЇ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

29-30 квітня 2026 року

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

МАТЕРІАЛИ



Миколаїв 2026

УДК 681.5:621.3
С91

Сучасні проблеми автоматики та електротехніки СПАЕ-2026: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції [Електронний ресурс]. – Миколаїв: НУК, 2026. – 112 с.

У збірнику подані матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки СПАЕ-2026".

Розглянуті питання теорії, практики та розвитку електромеханічних систем і пристроїв суднового та загальнопромислового призначення, а також 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.

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

Комп'ютерна верстка:
Відповідальний за випуск:

О.О. Пальчиков
О.О. Пальчиков

© Національний університет кораблебудування, 2026

ПЛЕНАРНА СЕКЦІЯ

УДК 621.314

Махнов А.О., Вінниченко І.Л., к.т.н., доц., Обрубов А.В., д.т.н., доц.
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

МЕТОДИ КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ДЛЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ СУДЕН НА ЕЛЕКТРИЧНІЙ ТЯЗІ

Традиційні контактні методи передачі електроенергії в умовах морських портів стикаються з низкою критичних викликів: висока вологість, корозійна активність солявого туману, а також значні механічні навантаження на кабельні лінії через постійний рух судна відносно причалу. У цьому контексті резонансна бездротова передача енергії (Wireless Power Transfer — WPT) розглядається як найбільш перспективна альтернатива, що забезпечує гальванічну розв'язку, повну герметизацію компонентів та автоматизацію процесу заряджання без участі екіпажу [1] [2].

Незважаючи на значні технологічні досягнення, широке впровадження WPT-систем великої потужності обмежене низкою фізичних факторів. Основна проблема полягає в тому, що стабільність енергетичного зв'язку безпосередньо залежить від сталості параметрів навколишнього середовища та взаємного розташування котушок. У морських умовах ці параметри є динамічними за своєю природою. Таким чином, ефективна передача енергії можлива лише за умови прецизійного налаштування системи керування інвертора.

Для компенсації різних зовнішніх умов необхідні адаптивні механізми налаштування, які б дозволили автоматично компенсувати зовнішні впливи на процес зарядки. Метою даної роботи є імітаційне моделювання резонансних перетворювачів системи безконтактної зарядки судна та дослідження впливу просторових змін взаємного розташування передавальної й приймальної котушок, а також коливань напруги суднової акумуляторної батареї на ефективність процесу передачі енергії.

Експериментальна схема зарядного резонансного перетворювача (ЗРП) з безконтактною передачею енергії на рис.1 складається з інвертора І, резонансної мережі (РМ) з котушками індуктивності L_1 (передавальна) і L_2 (приймальна), конденсаторів з ємностями C_1 і C_2 для компенсації паразитних індуктивностей, випрямляча (В), регулятора (Р). Вхід живлення ЗРП підключений до напруги джерела енергії U_s , яке представляє випрямлену напругу мережі живлення (генератори, сонячні батареї, акумулятори тощо). Вихід ЗРП підключено до споживача енергії – джерела постійної напруги U_q , яким представлена акумуляторна батарея, що приймає електроенергію і заряджається. В режимі зарядки наближені одна до одної котушки мають суттєву для зарядного процесу взаємну індуктивність M . Коефіцієнт магнітного зв'язку між котушками є параметричною вхідною величиною і може змінюватися в широких межах в процесі моделювання $k_m=0\dots 1$.

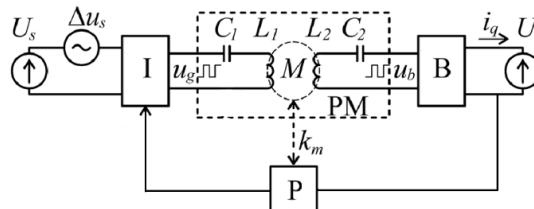


Рисунок 1 – Схема дослідження динаміки зарядного резонансного перетворювача (ЗРП):

І – інвертор, В – випрямляч, РМ – резонансна мережа, Р – регулятор.

Для пояснення схеми структурної моделі ЗРП представимо його у вигляді Т-подібної схеми заміщення РМ на рис. 2 з джерелами змінних напруг на вході і виході схеми: u_g – вихідна напруга інвертора і u_b – вхідна напруга випрямляча. Провідності Y_1 і Y_2 містять в своєму складі активні опори, індуктивності і ємності. Опір Z_m складається з активних опорів і індуктивності.

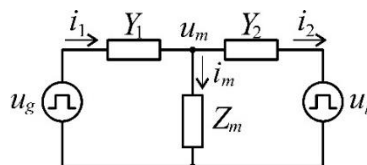


Рисунок 2 – Т-подібна схема заміщення резонансної мережі (РМ):

u_g – вихідна напруга інвертора, u_b – вхідна напруга випрямляча.

Згідно зі схемою на рис. 2 маємо рівняння напруг на провідностях Y_1 і Y_2 , і струму через опір Z_m :

$$u_{Y1} = u_g - u_m, \quad u_{Y2} = u_m - u_b, \quad i_m = i_1 - i_2, \quad (1)$$

У якості задачі оптимізації розглядається комплексний підхід до синтезу та удосконалення резонансної системи безконтактної передачі енергії, що поєднує методи класичного та адаптивного автоматичного керування [3] [4]. Метод класичного та адаптивного керування застосовуються для автоматичного налаштування параметрів перетворювача з метою підтримання резонансного режиму та ефективної передачі енергії за умов змін параметрів системи. Цільовою функцією є максимізація ККД та стабільної роботи всієї системи.

Структурна модель на рис. 3 дозволяє дослідити динаміку ЗРП по входу напруги живлення u_g , вихідної напруги U_q (U_{bat}), частоти f та за параметричними входами. Вихідними величинами є струми контурів i_1 і i_2 та вихідний струм i_{b_DC}

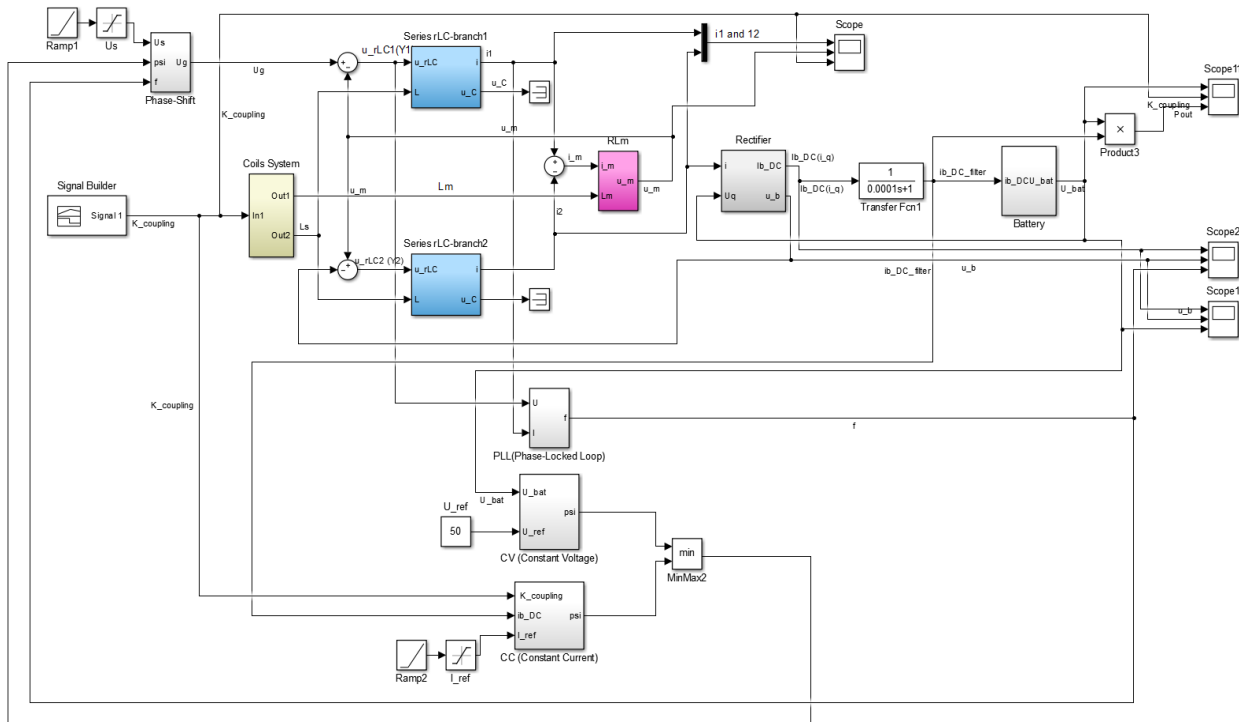


Рисунок 3 – Модель зарядного резонансного перетворювача (ЗРП) в MATLAB Simulink.

Блоки в структурній моделі на рис. 3 відповідають підсхемам електричної схеми перетворювача.

У якості батареї використана «ємнісна модель» (Capacitor Model) акумулятора, яка розглядається як один ідеальний конденсатор [5] [6].

Фазова автопідстройка частоти (PLL - Phase-Locked Loop) реалізовано через sign phase detector PLL. Основна мета: підтримувати фазовий зсув між вихідною напругою інвертора та струмом у первинній котушці близьким до нуля (φ = фаза між напругою та струмом у первинці, PLL намагається зробити $\varphi \rightarrow 0$). Критерієм мінімізації є забезпечення режиму ZVS (Zero Voltage Switching), за якого перемикання відбувається при нульовій напрузі на силових ключах (уникнення втрат на перемикання) [7]. В моделі використано знак-фазовий детектор, який видає логічний рівень (+1 або -1, або "вище"/"нижче"), що вказує на напрямок необхідної корекції. Тільки при резонансі напруга та струм збігаються за фазою (зсув=0). Даний режим керування стає в нагоді, коли котушки рухаються через хвилі та резонансна частота контуру може "плавати". PLL дозволяє інвертору працювати на частоті близькій до резонансу (10 кГц в моделі на рис.3), щоб передача енергії була максимально ефективною.

Блок CC (Constant Current) - режим постійного струму, який є основним режимом роботи на початковому та середньому етапах зарядки (від 0% до приблизно 80% ємності), як показано на рис.4 [8] [9]. Контролер намагається підтримувати стабільний струм (наприклад 160A в моделі на рис.3), незалежно від того, як змінюється напруга на батареї або відстань між котушками. CC дозволяє "закачувати" в батарею максимум енергії, який вона може прийняти безпечно, не перегріваючи дреди та роз'єми. При цьому, виконуючи захист, наприклад, коли через хвилі коефіцієнт зв'язку k_m падає від 1 до 0.1, та система хоче різко підняти струм, режим CC бачить це і миттєво "затискає" фазу інвертора, щоб утримати струм зарядки не більше заданого значення. При цьому, виникає суттєве обмеження, так як при малому коефіцієнті зв'язку $k_m = 0.1$ «внесений опір» стає мінімальним, і система стає надчутливою. У цьому стані навіть зміна фази на 1 градус викликає зміну струму на десятки Ампер. ПІ-регулятор, який добре працював при коефіцієнті зв'язку $k_m = 0.8$, стає занадто «нервовим» при коефіцієнті зв'язку $k_m = 0.1$. Ця проблема в моделі вирішена використанням динамічних коефіцієнтів ПІ-регулятора, які змінюються динамічно залежно від коефіцієнту зв'язку k_m . Наприклад, якщо коефіцієнту зв'язку k_m зменшується, то зменшується пропорційний коефіцієнт в ПІ-регуляторі. Завдяки режиму CC забезпечується стабільна потужність зарядки, контроль зарядного процесу та захист всієї системи.

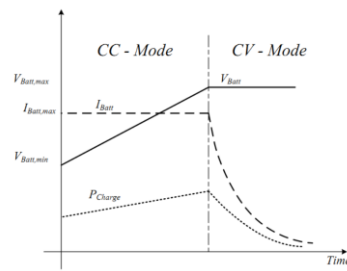
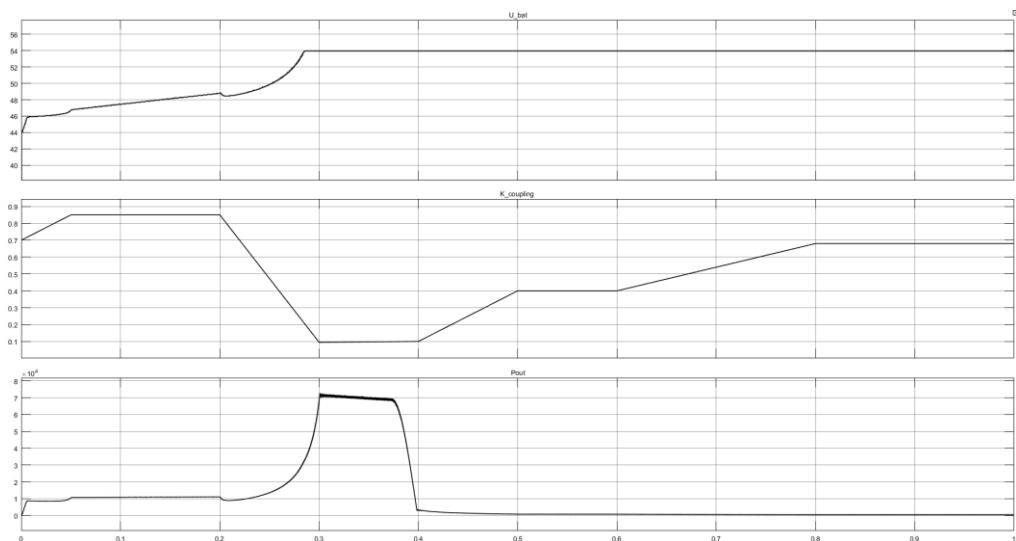
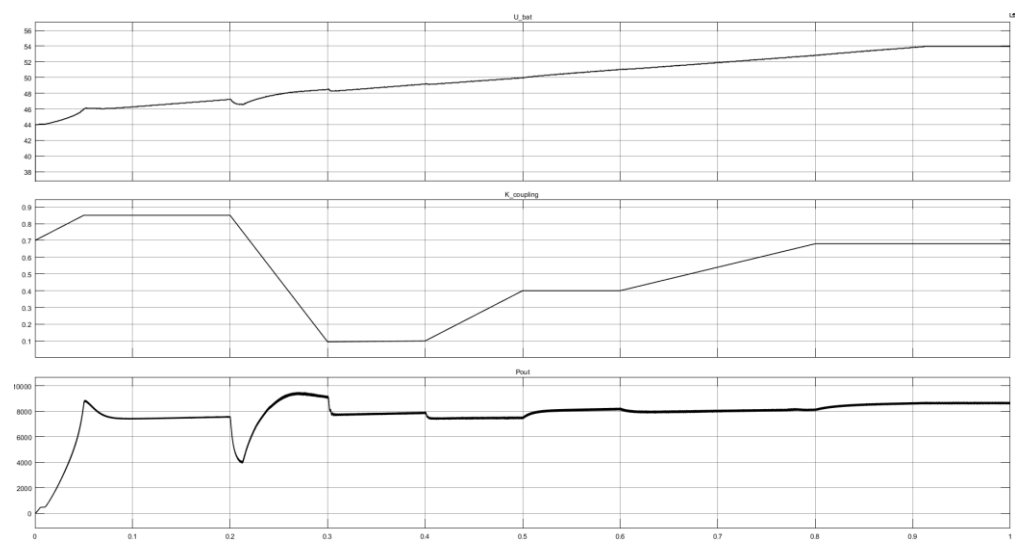


Рисунок 4 – Процес заряджання акумулятора.

Блок CV (Constant Voltage) - режим стабілізації напруги. Майже всі батареї заряджаються максимальним стабільним струмом (режим CC) на першому етапі. Але у даного режиму є обмеження, так як система «не вміє зупинятися», коли батарея досягне своєї максимальної напруги (наприклад, 54-52 В для 48-вольтової системи в моделі на рис. 3), струм має зменшуватися, щоб не «вбити» батарею. Для цього потрібен саме режим CV, який представляє собою зовнішній контур керування, що контролює напругу на самій батареї, порівнює її з заданою величиною, далі подає ці дані на окремий ПІ-регулятор, та зменшує потужність, коли батарея заряджена. Таким чином, забезпечується плавне завершення зарядки, без її перезаряджання.

В обох режимах CC та CV використовується фазове керування (Phase-Shift Control) [10].

На рис. 5, 6, 7 наведені зміни параметрів напруги на батареї (U_{bat}), вихідної потужності (P_{out}) при змінному коефіцієнту зв'язку ($k_{coupling}$), для моделі ЗРП на рис.3 при використанні різних методів керування.

Рисунок 5 – Характеристики ЗРП з керування PLL та CV при зміні коефіцієнту $k_m=0.1...1$ Рисунок 6 – Характеристики ЗРП з керування за PLL та CC при зміні коефіцієнту $k_m=0.1...1$

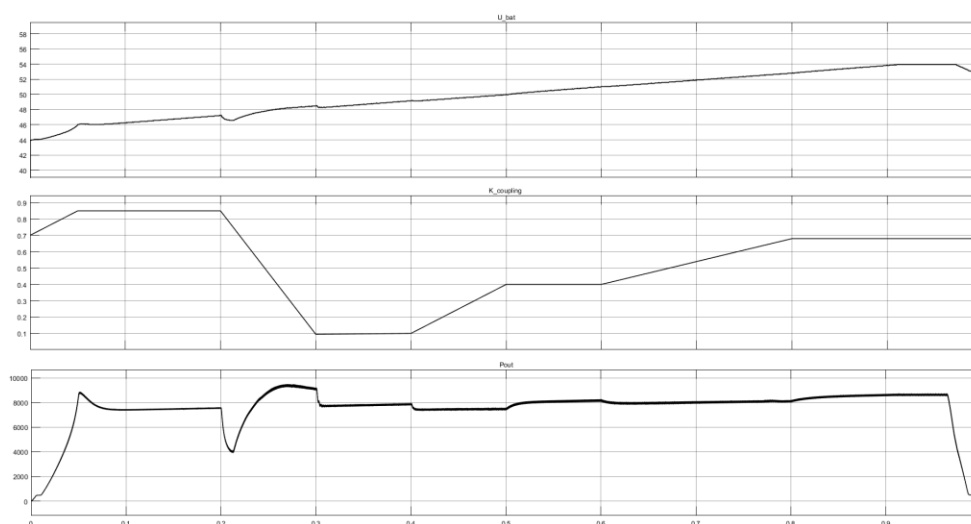


Рисунок 7 – Характеристики ЗРП з керування за PLL, CC та CV при зміні коефіцієнту $k_m=0.1\dots1$

Висновки: Проведено імітаційне моделювання резонансних перетворювачів у складі бездротової моделі зарядки з урахуванням коливання коефіцієнта взаємодукції, який імітує зміну відстані між котушками (коефіцієнт зв'язку k_m) через різні зовнішні фактори, такі як хвилі, припливи та відливи, зміни осадки, крену. Розглянуті різні методи керування, а саме фазова автопідстройка частоти для утримання резонансу та фазовий зсув для регулювання CC/CV профілю заряду без втрати режиму "м'якого перемикання" (Soft Switching) з адаптивними коефіцієнтами ПІ-регулятора. Комплекс цих заходів та методів керування дозволяє забезпечити стабільний зарядний процес з максимально ефективною передачею енергії.

Список використаних джерел

1. Махнов А.О., Вінниченко І.Л., к.т.н., доц. СПАЕ-2025, «МОДЕЛЮВАННЯ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ СУДЕН НА ЕЛЕКТРИЧНИЙ ТЯЗІ».
2. Giuseppe Guidi, Jon Are Suul, Frode Jensen, and Ingve Sørffonn, "Wireless Charging for Ships, High-power inductive charging for battery electric and plug-in hybrid vessels".
3. Ogata K. Modern Control Engineering. — Prentice Hall, 2010] [Zhou K., Doyle J. C., Glover K. Robust and Optimal Control. — Prentice Hall, 1996.
4. Deb, K. "Multi-Objective Optimization using Evolutionary Algorithms".
5. Action power, Battery Equivalent Circuit Model (ECM), 24-June-2025, <https://www.actionpowertest.com/glossary/battery-equivalent-circuit-model>.
6. Monolithic power, Equivalent Circuit Models and State-Space Models, <https://www.monolithicpower.cn/cn/learning/mpscholar/battery-management-systems/battery-modeling/equivalent-circuit-models-and-state-space-models>.
7. Giuseppe Guidi, Jon Are Suul, "Minimizing Converter Requirements of Inductive Power Transfer Systems with Constant Voltage Load and Variable Coupling Conditions".
8. Lars Jakob Paulsen, Norwegian University of Science and Technology, "Control of wireless power transfer systems for marine applications".
9. Kunwar Aditya, Sushan Pradhan, Avishek Munsu "Feasibility Study on Mega-Watt level Fast charging system for shore power supply using wireless power transfer technology".
10. Liangxi He, Xiaoqiang Wang, Chi-Kwan Lee, "A Study and Implementation of Inductive Power Transfer System Using Hybrid Control Strategy for CC-CV Battery Charging".

УДК 681.5:621.865.8

Єгоров О.П.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ОПТИМАЛЬНОГО ЗА ШВИДКОДІЄЮ КЕРУВАННЯ ТРИЛАНКОВИМ ЗВАРЮВАЛЬНИМ МАНІПУЛЯТОРОМ

Актуальність проблеми. Зварювальні роботи-маніпулятори широко застосовуються у промисловості для автоматизації процесів зварювання. Якість зварного шва безпосередньо залежить від точності позиціонування робочого інструменту. Згідно з [1], допустима похибка позиціонування зварювального маніпулятора становить $\pm 0,5\text{--}1,0$ мм, а нерівномірність руху призводить до дефектів зварного шва. Тому задача синтезу закону керування, що забезпечує максимальну швидкодію та точність переміщення ланок, є актуальною.

Аналіз попередніх досліджень і публікацій. Метод оптимального керування зі змінною структурою зворотних зв'язків, розроблений проф. Тимченком В. Л. [2, 3], забезпечує аналітичну форму параметрів керування та максимальну швидкодію системи. Метод було успішно апробовано для керування морськими рухомими об'єктами [2, 5], а також для керування безпілотним літальним апаратом (квадрокоптером) — об'єктом 12-го порядку [4]. Ключовою перевагою методу є його придатність для нелінійних систем — умова рівності нулю третьої похідної узагальнених координат дозволяє сформулювати закон керування безпосередньо на нелінійній моделі, без попередньої лінеаризації.

Виділення невирішених раніше частин. Попередні роботи [2–5] зосереджувалися на об'єктах з простішою динамікою. Невирішеною залишається задача розробки алгоритмічної процедури розрахунку керуючих моментів для багаторанкового маніпулятора з нелінійною зв'язаною динамікою ланок на основі повної моделі Лагранжа-Ейлера.

Мета роботи — розробка алгоритму розрахунку керуючих моментів триланкового зварювального маніпулятора методом оптимального за швидкодією керування зі змінною структурою зворотних зв'язків та апробація алгоритму шляхом моделювання.

Математична модель маніпулятора.

Як об'єкт дослідження обрано перші три ланки маніпулятора PUMA 560 [6, 7] — просторовий маніпулятор типу RRR з параметрами, наведеними у Табл. 1. Динамічні параметри (маси, моменти інерції, положення центрів мас) взято з [8].

Таблиця 1 – Параметри маніпулятора PUMA 560 (3 ланки)

Ланка	a (м)	α (рад)	d (м)	Маса (кг)
1	0	$\pi/2$	0	3,70
2	0,4318	0	0	8,393
3	0,0203	$-\pi/2$	0,1500	2,275

Динаміка маніпулятора описується рівнянням Лагранжа-Ейлера [6, 7]:

$$\mathbf{A}(\mathbf{q}) \cdot \ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{B}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \cdot \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{M} \quad (1)$$

де:

$\mathbf{q} = [q_1, q_2, q_3]^T$ — вектор узагальнених координат (кутів ланок)

$\mathbf{A}(\mathbf{q})$ — 3×3 матриця мас та інерції, симетрична та додатно визначена, елементи якої залежать від поточної конфігурації $\mathbf{q}$

$\mathbf{B}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \cdot \dot{\mathbf{q}}$ — вектор моментів коріолісових, відцентрових сил та в'язкого тертя

$\mathbf{M} = [M_1, M_2, M_3]^T$ — вектор керуючих моментів

Для спрощення моделі в даній роботі не враховуються гравітаційні моменти $G(\mathbf{q})$, динаміка двигунів (керування здійснюється безпосередньо моментами $\mathbf{M}$) та зовнішні збурення. Зазначені спрощення можуть бути усунені без зміни структури алгоритму.

Помноживши обидві частини рівняння (1) зліва на обернену матрицю $\bar{\mathbf{A}}(\mathbf{q}) = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{q})$, отримуємо вираз для вектора прискорень:

$$\ddot{\mathbf{q}} = \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{q}) \cdot \mathbf{B}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \cdot \dot{\mathbf{q}} + \bar{\mathbf{A}}(\mathbf{q}) \cdot \mathbf{M} \quad (2)$$

Елементи матриць $\mathbf{A}(\mathbf{q})$ та $\mathbf{B}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ обчислюються за формулами, наведеними в [6, 7], і містять маси ланок, їх моменти інерції, довжини та тригонометричні функції кутів $\mathbf{q}$.

Синтез алгоритму керування.

Основна ідея методу [2, 3]: для забезпечення максимальної швидкодії руху накладається умова рівності нулю третьої похідної узагальнених координат:

$$\ddot{\ddot{\mathbf{q}}} = 0 \quad (3)$$

Ця умова гарантує постійне прискорення $\ddot{\mathbf{q}} = \pm \ddot{\mathbf{q}}_0 = \text{const}$ на кожному відрізку траєкторії, що забезпечує мінімальний час переходу та рівномірність руху інструменту.

Для отримання рівняння відносно керування M диференціюємо рівняння (2) за часом. Оскільки права частина (2) є добутком трьох матричних функцій $(\dot{\bar{A}}, B, \dot{q})$ та суми двох доданків, застосовуємо правило диференціювання добутку:

$$\ddot{q} = \dot{\bar{A}} \cdot B \cdot \dot{q} + \bar{A} \cdot \dot{B} \cdot \dot{q} + \bar{A} \cdot B \cdot \ddot{q} + \dot{\bar{A}} \cdot M + \bar{A} \cdot \dot{M} \quad (4)$$

де $\dot{\bar{A}}$ та $\dot{B}$ — похідні матриць за часом, що залежать від q та $\dot{q}$.

Підставляючи вираз для $\ddot{q}$ з рівняння (2) у доданок $\bar{A} \cdot B \cdot \ddot{q}$ рівняння (4), отримуємо:

$$\ddot{q} = [\dot{\bar{A}} \cdot B + \bar{A} \cdot \dot{B} + (\bar{A} \cdot B)^2] \cdot \dot{q} + [\dot{\bar{A}} + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{A}] \cdot M + \bar{A} \cdot \dot{M} \quad (5)$$

Для компактності позначимо:

$$\ddot{\bar{A}}(q, \dot{q}) = \dot{\bar{A}} \cdot B + \bar{A} \cdot \dot{B} + (\bar{A} \cdot B)^2$$

Тепер прирівнюємо (5) до нуля згідно з умовою (3) та групуємо відносно керування:

$$\bar{A} \cdot \dot{M} + (\ddot{\bar{A}} + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{A}) \cdot M = -\ddot{\bar{A}} \cdot \dot{q} \quad (6)$$

Рівняння (6) є матричним звичайним диференціальним рівнянням першого порядку відносно вектора керуючих моментів $M(t)$. Розв'язок цього рівняння шляхом чисельного інтегрування дає закон зміни керуючих моментів у часі, що забезпечує рух з постійним прискоренням — тобто оптимальну за швидкодією траєкторію.

Переведення маніпулятора.

Задача: переведення маніпулятора з початкової конфігурації q_0 та швидкості $\dot{q}_0$ до цільової конфігурації q_f зі швидкістю $\dot{q}_f$ за час T . Відповідно задано граничні умови на траєкторію: $q(0) = q_0$, $\dot{q}(0) = \dot{q}_0$, $q(T) = q_f$, $\dot{q}(T) = \dot{q}_f$.

Оптимальна траєкторія.

Траєкторія, що задовольняє умову $\ddot{q} = 0$, складається з двох відрізків з постійним прискоренням $\pm \ddot{q}_0$.

Відрізок 1 — розгін ($0 \leq t < t_{\text{пер}}$, $\ddot{q} = +\ddot{q}_0$):

$$q(t) = q_0 + \dot{q}_0 \cdot t + (1/2) \cdot \ddot{q}_0 \cdot t^2 \quad (7)$$

$$\dot{q}(t) = \dot{q}_0 + \ddot{q}_0 \cdot t \quad (8)$$

Відрізок 2 — гальмування ($t_{\text{пер}} \leq t \leq T$, $\ddot{q} = -\ddot{q}_0$):

$$q(t) = q_{\text{пер}} + \dot{q}_{\text{пер}} \cdot (t - t_{\text{пер}}) - (1/2) \cdot \ddot{q}_0 \cdot (t - t_{\text{пер}})^2 \quad (9)$$

$$\dot{q}(t) = \dot{q}_{\text{пер}} - \ddot{q}_0 \cdot (t - t_{\text{пер}}) \quad (10)$$

де $q_{\text{пер}} = q(t_{\text{пер}})$, $\dot{q}_{\text{пер}} = \dot{q}(t_{\text{пер}})$ — значення, отримані з рівнянь (7)–(8) першого відрізка. Параметри $\ddot{q}_0$ (величина прискорення) та $t_{\text{пер}}$ (момент перемикання) заздалегідь невідомі — вони визначаються з граничних умов руху при $t = T$, підставлених у рівняння траєкторії другого відрізка (9)–(10) з урахуванням (7)–(8).

Гранична умова за швидкістю — $\dot{q}(T) = \dot{q}_f$:

$$\dot{q}_f = \dot{q}_0 + \ddot{q}_0 \cdot (2 \cdot t_{\text{пер}} - T) \quad (11)$$

Гранична умова за положенням — $q(T) = q_f$:

$$q_f = q_0 + \dot{q}_0 \cdot T + \ddot{q}_0 \cdot (2T \cdot t_{\text{пер}} - t_{\text{пер}}^2 - T^2/2) \quad (12)$$

Система граничних умов (11)–(12) замикає математичну постановку задачі переведення маніпулятора: з її розв'язку знаходять $\ddot{q}_0$ та $t_{\text{пер}}$, після чого траєкторія (7)–(10) повністю визначена.

Початкові умови для інтегратора керування.

Рівняння (6) — диференціальне рівняння першого порядку відносно $M(t)$, тому його інтегрування на кожному відрізку потребує одного початкового значення. З рівняння (1) при $t = 0$ ($\ddot{q}(0) = +\ddot{q}_0$, фаза розгону) отримуємо:

$$M_0 = A(q_0) \cdot \ddot{q}_0 + B(q_0, \dot{q}_0) \cdot \dot{q}_0 \quad (13)$$

При $t = t_{\text{пер}}$ прискорення стрибком змінює знак ($\ddot{q}(t_{\text{пер}}) = -\ddot{q}_0$), що відповідає початку фази гальмування. Нове початкове значення для інтегратора на другому відрізку визначається підстановкою у (1):

$$M_{\text{пер}} = A(q_{\text{пер}}) \cdot (-\ddot{q}_0) + B(q_{\text{пер}}, \dot{q}_{\text{пер}}) \cdot \dot{q}_{\text{пер}} \quad (14)$$

Інтегратори $\dot{q}$ та q не потребують перемикання — вони вже набули відповідних значень $q_{\text{пер}}$ та $\dot{q}_{\text{пер}}$ у процесі руху; тому зміна структури керування при $t = t_{\text{пер}}$ зводиться до підстановки $M_{\text{пер}}$ замість M_0 в інтегратор (6).

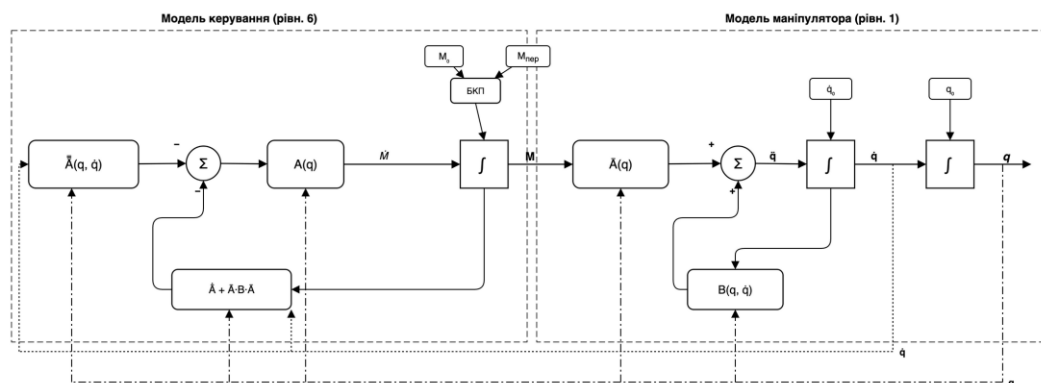
Структурна схема алгоритму.

Обчислювальна схема складається з двох частин (Рис. 1).

Ліва частина реалізує рівняння (6) — модель керування: вектор $\ddot{q}$, отриманий з правої частини, подається на блок $\ddot{\bar{A}}(q, \dot{q})$; результат з від'ємним знаком надходить на суматор разом зі зворотним зв'язком $(\dot{\bar{A}} + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{A}) \cdot M$; після суматора сигнал множиться на $\bar{A}^{-1} = A(q)$, що дає $\dot{M}$; інтегратор з початковою умовою M_0 формує $M(t)$. Коефіцієнт $(\dot{\bar{A}} + \bar{A} \cdot B \cdot \bar{A})$ залежить від q та $\dot{q}$, оскільки $\dot{\bar{A}}$ є похідною за часом і містить $\dot{q}$ через ланцюгове правило диференціювання.

Правова частина реалізує рівняння (1) — модель маніпулятора: момент M множиться на $\bar{A}(q)$ та сумується з $B(q, \dot{q}) \cdot \dot{q}$, що дає $\ddot{q}$; два послідовних інтегратори (з початковими умовами $\dot{q}_0$ та q_0) формують $\dot{q}(t)$ та $q(t)$.

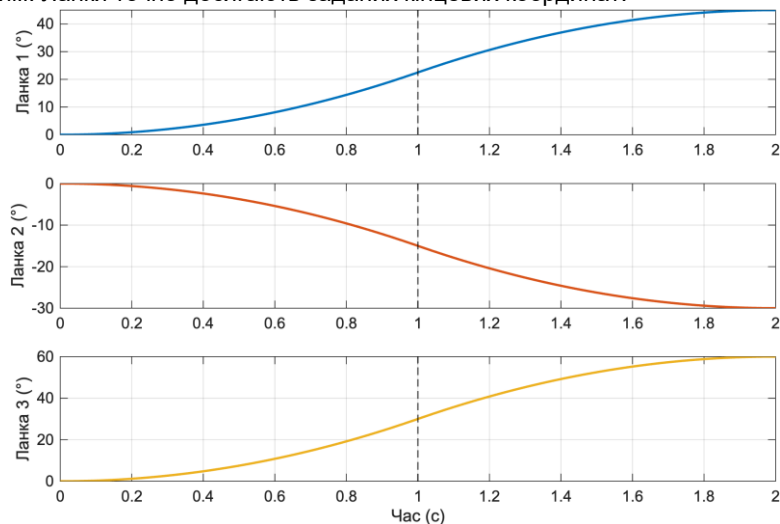
Зворотний зв'язок: q та $\dot{q}$ з правої частини подаються на входи всіх блоків лівої та правої частин, що залежать від поточної конфігурації, забезпечуючи врахування змінності параметрів у процесі руху. В момент перемикання блок комутації перемикачів (БКП) змінює початкову умову інтегратора керування з M_0 на $M_{\text{пер}}$.

Рисунок 1 – Структурна схема алгоритму керування (блок $A(q, \dot{q})$ відповідає $\bar{A}(q, \dot{q})$ з рівняння (6))**Результати моделювання.**

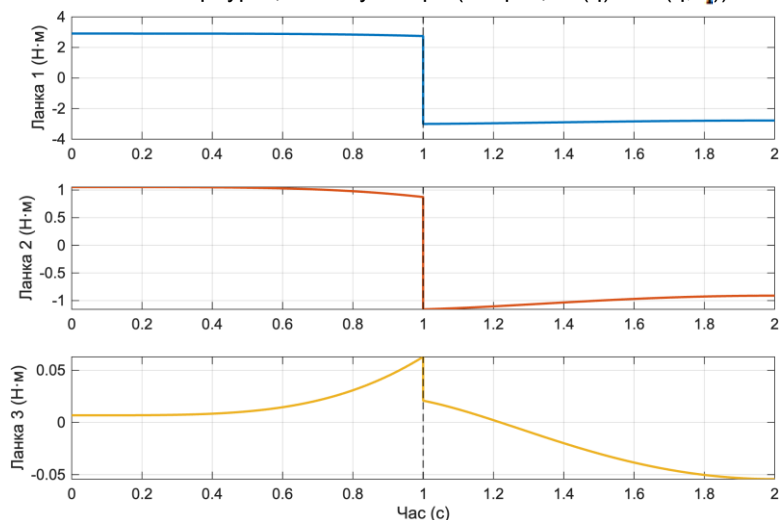
Моделювання виконано в середовищі MATLAB/Simulink R2025b. Матриці $A(q)$ та $B(q, \dot{q})$ обчислюються за формулами [6, 7] засобами Robotics System Toolbox. Рівняння (6) інтегрується чисельно в Simulink (солвер ode45); модель маніпулятора реалізована відповідно до структурної схеми (Рис. 1).

Розглянуто переведення маніпулятора з початкового положення $q_0 = [0^\circ, 0^\circ, 0^\circ]$, $\dot{q}_0 = 0$ до кінцевого $q_f = [45^\circ, -30^\circ, 60^\circ]$, $\dot{q}_f = 0$ за час $T = 2$ с. Оскільки граничні швидкості симетричні ($\dot{q}_L = \dot{q}_R = 0$), із рівняння (11) випливає $t_{\text{пер}} = T/2$, а з (12) — $\ddot{q}_L = 4 \cdot (q_f - q_0) / T^2 = [45^\circ, -30^\circ, 60^\circ]/\text{с}^2$.

На Рис. 2 показано кутові переміщення трьох ланок $q(t)$, що відповідають параболічному профілю (7)–(10) з постійним прискоренням. Ланки точно досягають заданих кінцевих координат.

Рисунок 2 – Кутові переміщення ланок $q(t)$

На Рис. 3 наведено керуючі моменти $M(t)$ для трьох ланок. Початковий момент $M_0 = [2,908; 1,055; 0,007]$ Н·м відповідає рівнянню (13). Моменти не є постійними — вони безперервно змінюються для підтримки постійного прискорення з урахуванням змінної конфігурації маніпулятора (матриць $A(q)$ та $B(q, \dot{q})$).

Рисунок 3 – Керуючі моменти $M(t)$ для трьох ланок

На Рис. 4 показано траєкторію кінцівки маніпулятора у декартовому просторі, отриману прямою кінематикою з $q(t)$. Позначено початкову точку q_0 , момент перемикавання $t_{пер}$ та кінцеву точку q_f .

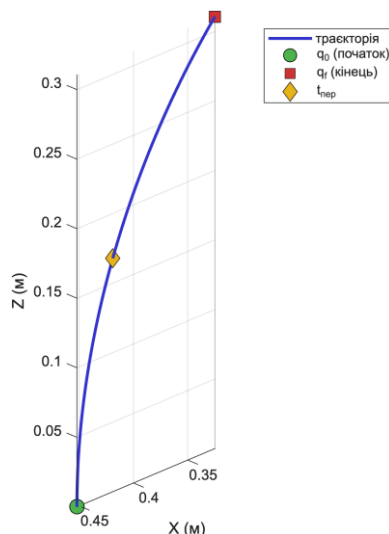


Рисунок 4 – Траєкторія кінцівки маніпулятора у просторі

Висновки.

1. Розроблено алгоритмічну процедуру розрахунку керуючих моментів триланкового маніпулятора на основі методу оптимального керування зі змінною структурою зворотних зв'язків [2, 3]. Умова $\ddot{q} = 0$, застосована до повного нелінійного рівняння Лагранжа-Ейлера, дає матричне ОДР (6) відносно вектора керуючих моментів $M(t)$.
2. Алгоритм безпосередньо працює з нелінійною моделлю маніпулятора — матриці $A(q)$ та $B(q, \dot{q})$ не лінеаризуються, а обчислюються на кожному кроці інтегрування для поточної конфігурації. Це забезпечує врахування змінності приведенної інерції та міжланкового зв'язку.
3. Підхід, апробований для задач динамічного позиціонування морськими рухомими об'єктами [2, 5] та безпілотними літальними апаратами [4], вперше розроблено для задачі керування триланковим маніпулятором з нелінійною зв'язаною динамікою.
4. Алгоритм допускає розширення без зміни структури: додавання динаміки двигунів, гравітаційних моментів та зовнішніх збурень збільшує порядок системи, але не змінює загальну процедуру синтезу.

Подальші дослідження

передбачають: врахування динаміки двигунів постійного струму та механізмів передачі руху (редукторів); включення гравітаційних моментів; дослідження робастності алгоритму при параметричній невизначеності; розширення до шести ступенів свободи.

Список літератури

1. ISO 9283:1998. Manipulating industrial robots — Performance criteria and related test methods. — Geneva : International Organization for Standardization, 1998. — 28 p.
2. Timchenko, V.L., Ukhin, O.A. and Lebedev, D.O.: Optimization of nonlinear systems of variable structure for control of marine moving vehicles. In: Intern. Journal of Automation and Information Sciences, NY, Begell house inc., vol. 49, issue 7, pp. 33–47 (2017)
3. Timchenko, V.L., Lebedev, D.O., Robust-optimal stabilization of nonlinear dynamic systems. In: Radio Electronics, Computer Science, Control, No.3., pp.185–197 (2019)
4. Timchenko, V.L., Lebedev, D.O., Optimization of Processes of Robust Control of Quadcopter for Monitoring of Sea Waters. In: Journal of Automation and Information Sciences, NY., Begell house, vol. 51, issue. 2, pp. 1–10 (2019)
5. Timchenko, V.L., Optimization of programmed trajectories of moving object's stabilization based on a control system of variable structure, International Journal of Problems of Control and Informatics, No.3 pp.61–76. (2022)
6. Craig J. J. Introduction to Robotics: Mechanics and Control / J. J. Craig. — 3rd ed. — Upper Saddle River, NJ : Pearson, 2005. — 400 p.
7. Spong M. W. Robot Dynamics and Control / M. W. Spong, M. Vidyasagar. — New York : Wiley, 1989. — 336 p.
8. Corke P. Robotics, Vision and Control: Fundamental Algorithms in MATLAB / P. Corke. — 2nd ed. — Cham : Springer, 2017. — 693 p.

УДК 621.311.243

Дьяконов О.С., к.т.н., доц.

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

НАВЧАЛЬНО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ СТЕНД З СОНЯЧНОЇ ЕНЕРГЕТИКИ

В умовах стрімкого зросту попиту на відновлювальну зелену енергетику [1] постає питання підготовки кваліфікованих спеціалістів для цієї галузі. Зазначимо, що окрім теоретичної підготовки, фахівці повинні опанувати практичними навичками роботи з сучасним промисловим обладнанням, що використовується при побудові сонячних електростанцій. Тому актуальною задачею є створення невеликої навчальної сонячної електростанції у вигляді лабораторного стенду, яка б дозволила проводити експерименти щодо вибору топології електростанції, налаштування інверторів, контролерів заряду тощо. Для побудови сонячної електростанції були обрані вендори Victron (гібридний інвертор Multiplus [2]) та Solis [3] (мережевий інвертор).

Мета роботи – опис навчально-дослідницького стенду з сонячної енергетики, який реалізовано на кафедрі програмованої електроніки, електротехніки і телекомунікацій (ПЕЕТ) Навчально-наукового інституту автоматики та електротехніки НУК.

Основна частина. Сонячна електростанція проектується як лабораторний стенд, що призначений для дослідження:

- вольтамперних характеристик фотоелектричних модулів при їхньому послідовному та паралельному включенні;
- систем резервного живлення (акумуляторна батарея + інвертор MultiPlus) – рис. 1, а.
- автономних фотоелектричних систем зі зв'язком за постійним струмом (фотоелектричні модулі + контролер заряду + акумуляторна батарея – рис. 1.б; фотоелектричні модулі + контролер заряду + акумуляторна батарея + інвертор MultiPlus – рис. 2.а);
- гібридних фотоелектричних систем зі зв'язком за постійним струмом (фотоелектричні модулі + контролер заряду + акумулятор + інвертор MultiPlus + мережа) – рис. 2.б;

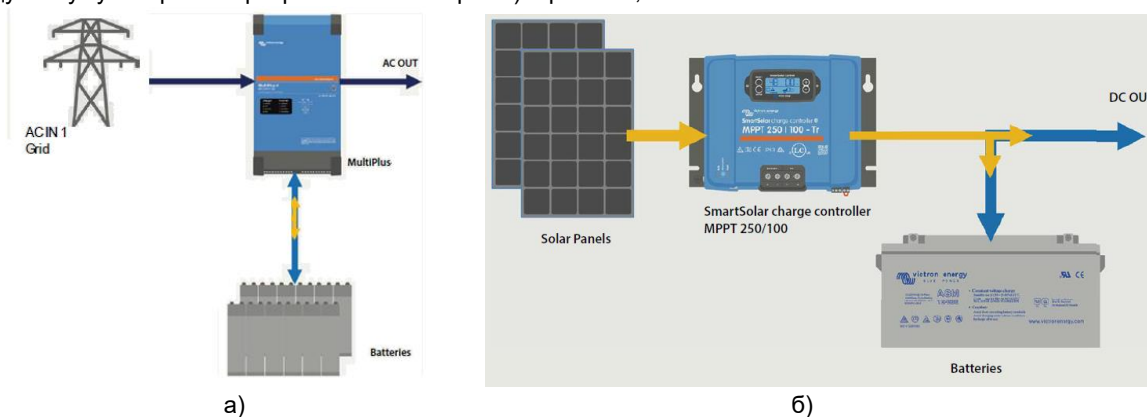


Рисунок 1 – Система резервного живлення (а), автономна фотоелектрична система зі зв'язком за постійним струмом (б)

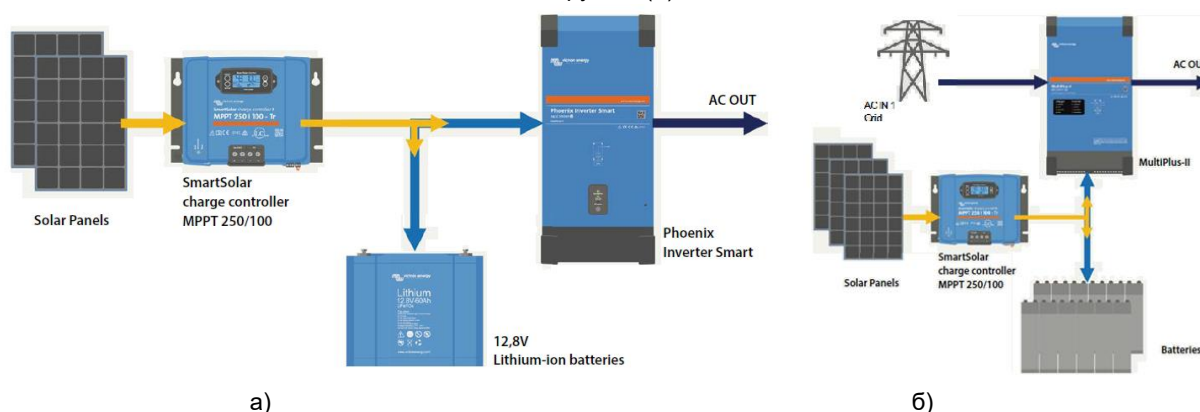


Рисунок 2 – Автономна фотоелектрична система зі зв'язком за постійним струмом та інвертором напруги, гібридна фотоелектрична система зі зв'язком за постійним струмом (б)

- мережевих фотоелектричних систем із зв'язком за змінним струмом (мережевий інвертор Solis + мережа) – рис. 3, а;
- фотоелектричних систем зі зв'язком за змінним струмом, що працюють у островному режимі (мережевий інвертор Solis + інвертор MultiPlus) – рис. 3, б.
- мережевих фотоелектричних систем зі зв'язком за змінним струмом, що працюють на мережу (мережевий інвертор Solis + інвертор MultiPlus + мережа) – рис. 3, в;

- побудови системи локального та віддаленого моніторингу за допомогою технічних засобів виробників Victron та Solis.

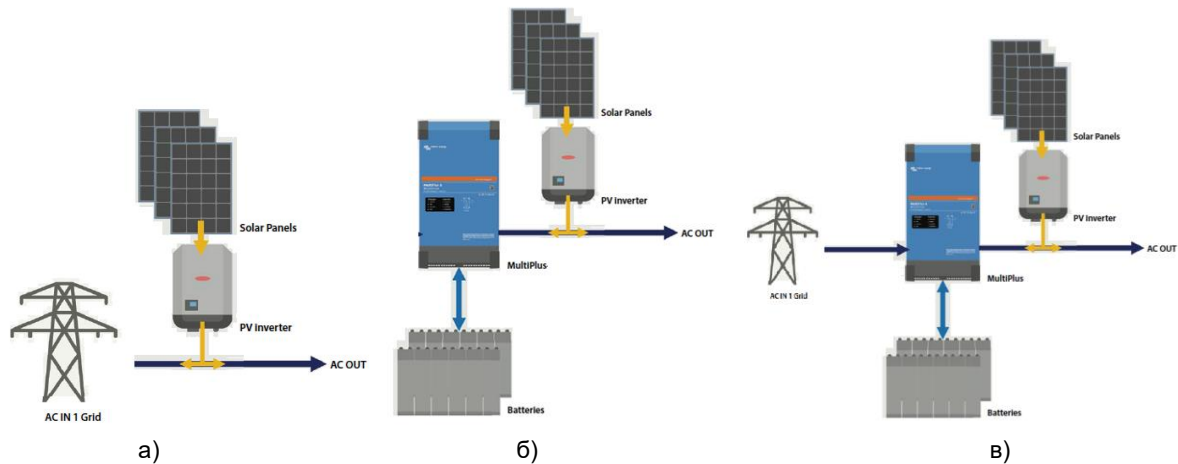


Рисунок 3 – Мережева фотоелектрична система зі зв'язком за змінним струмом (а), фотоелектрична система зі зв'язком за змінним струмом, що працює в острівному режимі, мережева фотоелектрична систем зі зв'язком за змінним струмом, що працює на мережу

Зовнішній вигляд стенду представлений на рис. 4. Стенду має вимірювальні прилади для контролю напруги, струму, активної/реактивної потужності, коефіцієнта потужності, з лицьової панелі є можливість змінювати топологію фотоелектричної системи, що досліджується. Також передбачена можливість зняття осцилограм кривих струмів та напруг (вимірювання даних величин здійснюється через понижувальні вимірювальні трансформатори струму та напруги). У верхній частині стенду для демонстрації розміщується обладнання Victron та Solis.

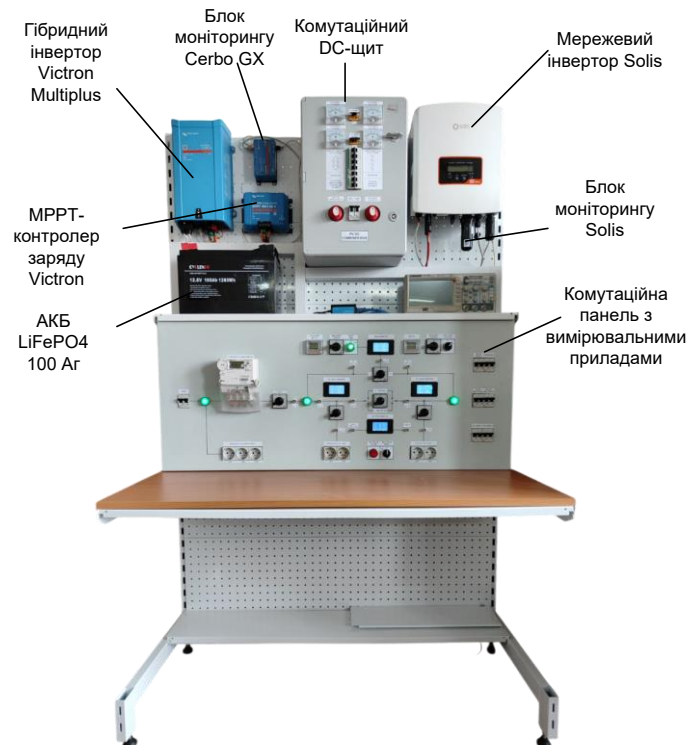


Рисунок 4 – Зовнішній вигляд навчально-дослідницького стенду з сонячної енергетики (ауд. 411)

До стенду підключено два фотоелектричних ланцюги (стрінги), у яких включено послідовно по дві сонячні панелі потужністю 425 Вт (LR5-54НТВ-425М). Комутаційний DC-щит дозволяє здійснювати комутацію цих стрінгів послідовно чи паралельно. У випадку послідовного з'єднання всіх панелей маємо на виході 130 В постійної напруги, що цілком достатньо для роботи мережевого інвертора Solis. Для живлення низьковольтного MPPT-контролеру заряду Victron фотоелектричні ланцюги з'єднуються паралельно через діоди Шоттки. При цьому напруга живлення складає приблизно 65 – 70 В. Схеми комутації фотоелектричних ланцюгів представлені на рис. 7.

Для дослідження впливу температури та освітленості (інсоляції) на характеристики фотоелектричних модулів було прийнято рішення розмістити на кожній з панелей по датчику температури DS18B20, а на системі кріплення панелей – цифровий датчик інсоляції PIR-20.

Таким чином, для отримання телеметричної інформації про поточний стан панелей (температура, напруга та струм фотоелектричних ланцюгів) було розроблено додатковий щит, який встановлений поруч з фотоелектричними модулями на п'ятому поверсі ННІАЕ (рис. 5). Самі фотоелектричні панелі встановлені вертикально вздовж стіни надбудови на даху корпусу ННІАЕ (рис. 6). Передача телеметричної інформації здійснюється по інтерфейсу RS-485. Протокол передачі даних – Modbus RTU.



Рисунок 5 – Щит підключення фотоелектричних модулів (5-й поверх ННІАЕ)

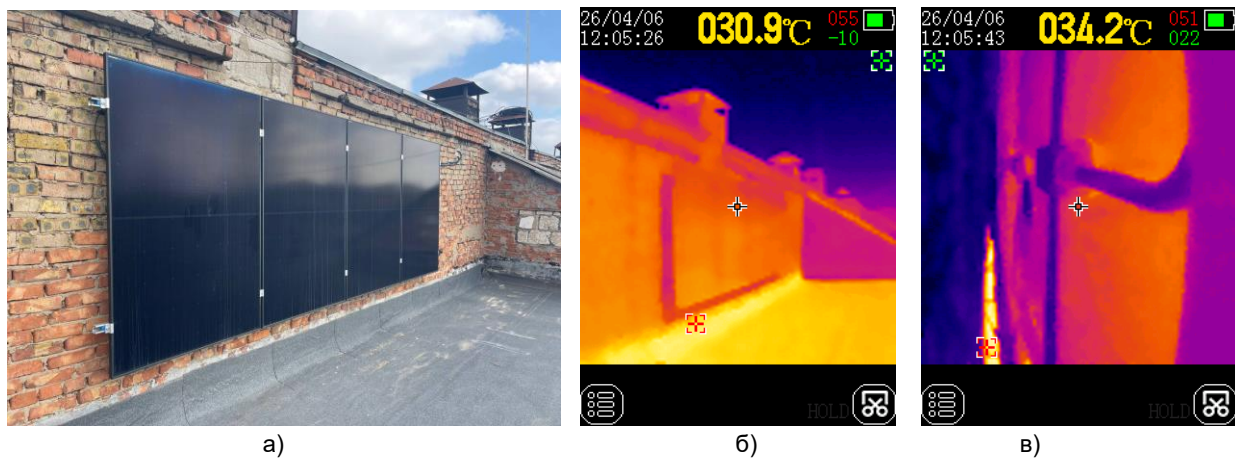


Рисунок 6 – Розміщення фотоелектричних панелей на даху ННІАЕ (а) та результати термометрії зовнішньої сторони панелей (б) та внутрішньої сторони однієї з панелей (в)

Принципова схема стенду у частині змінної напруги представлена на рис. 8. Підключення стенду до мережі здійснюється за допомогою автоматичного вимикача QS1. Наявність напруги на відповідних шинах схеми індикуються світлодіодними сигнальними лампами L1, L2 та L3. Облік виробленої та споживаної потужності проводиться електричним лічильником GAMA 100.

За допомогою перемикачів S3.1 та S3.2 організується байпасне включення інвертору Victron MultiPlus.

На стенді передбачено підключення двох навантажень:

- без резервування живлення (підключення до інвертору Victron MultiPlus – навантаження AC Load 1);
- з резервуванням живлення (підключення до інвертору Victron MultiPlus – навантаження AC Load 2).

Моніторинг електричних параметрів даних навантажень здійснюється за допомогою мультиметрів PZEM 018. Перемикачами SW2 та SW4 можна підключати та відключати відповідні навантаження. Захист навантажень від короткого замикання відбувається автоматичними вимикачами QS2, QS5. Захист вхідних та вихідних ланцюгів інвертору Victron MultiPlus відбувається автоматичними вимикачами QS3, QS4.

Мережевий інвертор Solis може працювати разом з лічильником ACR10R-D16TE. В залежності від положення перемикача амперметра до лічильника може бути підключений один з трансформаторів струму: TA1.1, TA1.2 та TA1.3.

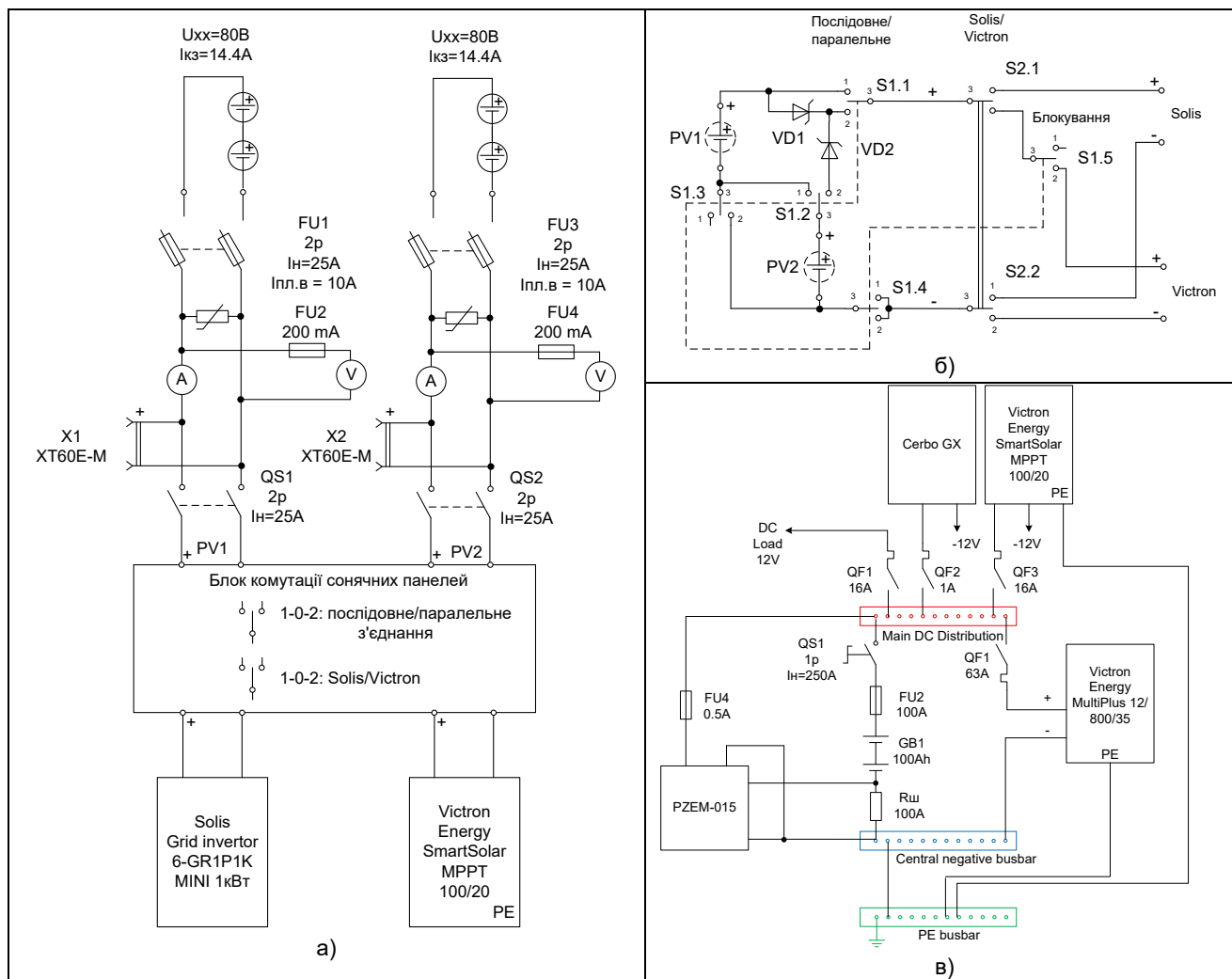


Рисунок 7 – Схема підключення фотоелектричних ланцюгів до інвертору Solis та МРРТ-контролеру заряду Victron (а), принципова схема блоку комутації сонячних панелей (б), схема розподілення постійного струму (в)

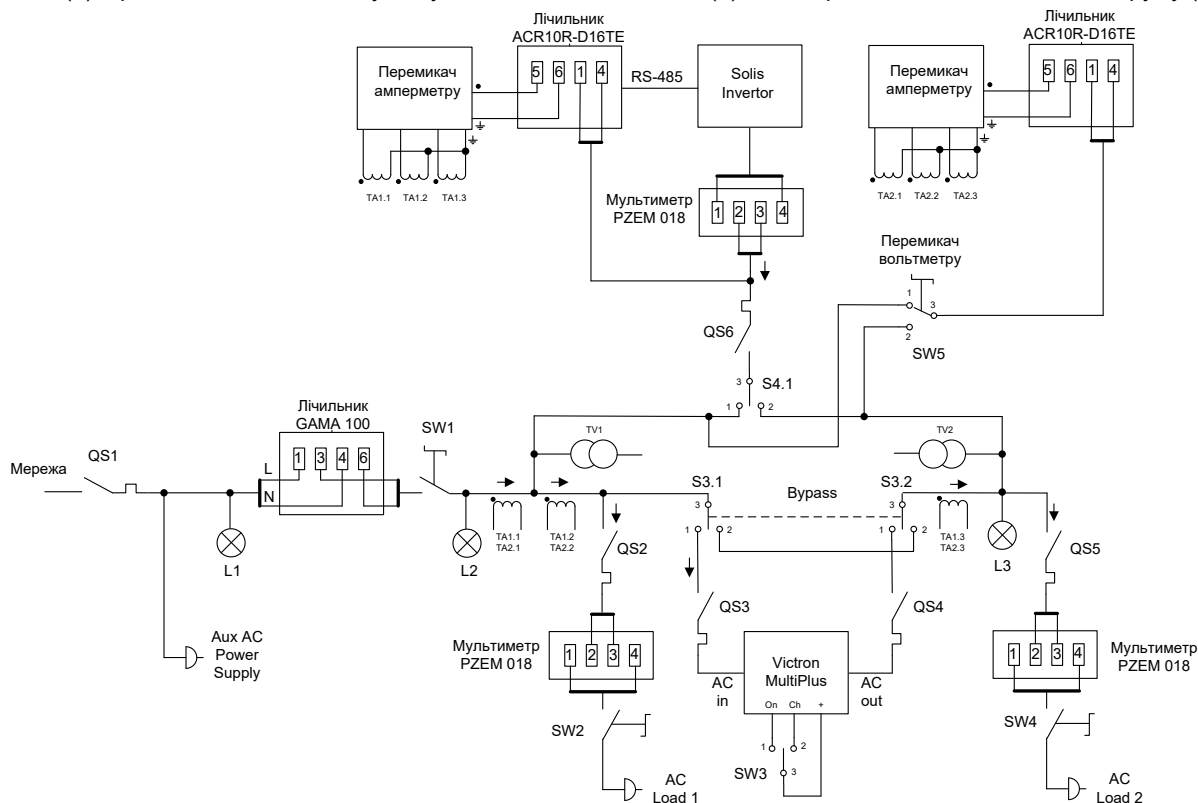


Рисунок 8 – Принципова схема стенду у частині змінної напруги

Другий лічильник ACR10R-D16TE призначений для оперативного контролю електричних параметрів схеми. Перемикач амперметра здійснює комутацію трансформаторів струму в такий же спосіб, як було зазначено вище.

В схемі також передбачені вимірювальні трансформатори напруги TV1 та TV2. В місцях позначених на схемі стрілками встановлені вимірювальні трансформатори струму. Наявність вимірювальних трансформаторів струму і напруги дозволяє досліджувати за допомогою осцилографу перехідні процеси у схемі сонячної електростанції.

Приклад осцилограм наведено на рис. 9. Коефіцієнти трансформації вимірювальних трансформаторів $K_U = 220\text{В}/8\text{В}$, $K_I = 5\text{А}/1\text{В}$.

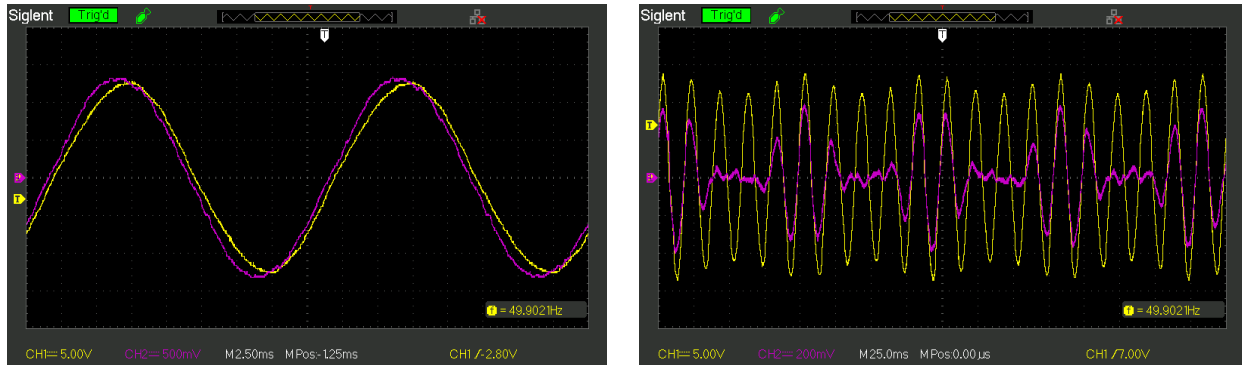


Рисунок 9 – Осцилограми напруги (жовтий колір) та струму (фіолетовий колір). (а) – Робота мережевого інвертора на повній потужності 1 кВт; (б) – Виникнення коливань в Off-Grid системі Victron Multiplus + Solis. Струм та напруга інвертора Victron Multiplus (потужність Solis 400 Вт, потужність навантаження 200 Вт)

Висновки.

Розроблений навчально-дослідний стенд дозволяє провести експерименти з існуючими топологіями побудови сучасних сонячних електростанцій на прикладі елементної бази фірм Victron та Solis.

Над реалізацію цього проекту під керівництвом завідувача кафедри ПЕЕТ Рябенського В.М. працювала команда фахівців-спеціалістів: Костюченко В.І., Трибулькевич С.Л., Стужук І.І., Єрмоленко Б.О. Особливу подяку заслуговує колектив ТОВ «НВП Інтер Електро» в особі технічного директора, власника Воскобоєнка В.І., інженера-конструктора Федорука Д.Л., слюсара-зварювальника Меркулова В.С. Колектив також висловлює подяку головному енергетику НУК Медведєву А.А. за допомогу при підключенні розробленого стенду до фотоелектричних панелей. Дьяконов О.С. та Костюченко В.І. щиро вдячні доценту кафедри інформаційно-вимірювальних технологій та енергетичного менеджменту Івано-Франківського національного університету нафти і газу Яворському А.В. за надані технічні консультації з питань відновлювальної енергетики.

Список використаних джерел

1. Analysis of solar photovoltaic module parks in Ukraine: Forecasting their further operation and end-of-life management / M. Karpash, A.Yavorskiy, L. Zhovtulia, V. Vasechko // EU-CONEXUS EENVIRO Research Conference - The 9th Conference of the Sustainable Solutions for Energy and Environment (EENVIRO 2024). E3S Web Conf. Volume 608, 2025.
2. Victron MultiPlus manual. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.victronenergy.com/upload/documents/Manual-MultiPlus-Compact-800-1200-1600-EN-NL-FR-DE-ES.pdf>
3. Solis S5-EH1P-L Hybrid Inverter. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://midsummerwholesale.co.uk/pdfs/solis-5g-dual-manual240221-min.pdf>
4. Кафедра енергетичного менеджменту та технічної діагностики, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу. Матеріально-технічне забезпечення. Лабораторія відновлювальної енергетики. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://nung.edu.ua/departament/kafedra-energetichno-menedzhmentu-ta-tekhnichnoi-dagnostiki/materialno-tekhnichne>
5. Грицак, Р. І., & Яворський, А. В. Проблеми забезпечення якості електроенергії в мікромережах на основі гібридних систем живлення з фотоелектричними станціями. Вісник Вінницького політехнічного інституту, (4), 2025, С. 22–31..

УДК 621.3

Новогрецький С.М., к.т.н., доц., Баришник Ю.М, аспірант

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

ДИНАМІКА ОБМІННИХ КОЛИВАНЬ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ МІЖ СИНХРОННИМИ ГЕНЕРАТОРАМИ ПРИ НЕСПРАВНОСТЯХ ДВЗ ТА АРШ

Обмінними коливаннями активної потужності прийнято називати процеси, що виникають між паралельно працюючими генераторами та проявляються у періодичному перерозподілі навантаження між ними за практично незмінної сумарної потужності системи. Вони обумовлені дефектами та нештатними ситуаціями електромеханічних частин агрегатів та систем регулювання, а також збуреннями. За наявності збурень або відхилень параметрів електростанції, або окремих машин від узгоджених режимів (асиметрія навантаження, різні налаштування регуляторів, не лінійності, затримки, тощо) виникають періодичні зміни механічного та/або електромагнітного моментів, коливання кутів та швидкостей роторів, що призводить до обміну активною потужністю між генераторами. Такі коливання можуть мати затухаючий, усталений або наростаючий характер і становлять загрозу стійкості паралельної роботи, знижують якість електропостачання та спричиняють аварійні ситуації [1, 2].

В роботі розглянуто питання впливу несправностей механічних частин регулятора швидкості і приводу як причин виникнення обмінних коливань активної потужності між паралельно працюючими генераторами поздовжньо-поперечного збудження.

Основну увагу приділено несправності автоматичного регулятора швидкості АРШ, точніше його нештатній роботі – наявності люфту в механічних ланках (наприклад у важільних системах, шарнірах, шліцах і муфтах, зубчастих прямих та черв'ячних передачах, кулачкових та ексцентрикових механізмах, тощо). Люфт призводить до появи зон нечутливості та запізнення у формуванні керуючого впливу, що, у свою чергу, викликає періодичні перерегулювання та створює умови для розвитку обмінних коливань активної потужності між генераторами.

До характерних несправностей дизельного приводу, що здатні спричинити або підсилити обмінні коливання, належать порушення рівномірності формування крутного моменту двигуна. Подібний ефект спричиняють нерівномірність подачі палива між циліндрами та збої у роботі паливної апаратури, зниження компресії в окремих циліндрах, а також механічні дефекти кривошипно-шатунного механізму, поршнів і циліндрів. Вказані несправності формують гармонічні та імпульсні складові моменту збурення, які через вал передаються на генератор і викликають та/або підсилюють обмінні коливання при паралельній роботі агрегатів. Проте найбільш показовим є пропуск запалення в одному з циліндрів (так назване «тройння дизеля»), що призводить до періодичного випадіння імпульсів моменту та виникнення значних пульсацій швидкості обертання. В моделюванні буде прийнята саме ця несправність приводного агрегату.

Також у роботі розглядається вплив інтегральної складової ПІ-регулятора автоматичного регулятора швидкості на динаміку обмінних коливань та виконано моделювання кожного режиму при різних коефіцієнтах K_i інтегральної ланки.

Метою роботи є визначення залежності амплітуди та частоти обмінних коливань активної потужності між генераторами поздовжньо-поперечного збудження під час змодельованих несправностей люфту АРШ та пропуску запалення в одному з циліндрів дизельного приводу при різних значеннях коефіцієнта інтегральної ланки ПІ-регулятора.

Виклад основного матеріалу дослідження. Для моделювання в програмному середовищі MATLAB Simulink обрано автономну електростанцію з двома синхронними генераторами dq -збудження та 4-циліндровими дизельними приводами.

Математична модель синхронного генератора побудована на основі диференціальних рівнянь Парка-Горева з приведенням реальної трифазної обмотки статора до двофазної обмотки в рухомій системі координат dq , жорстко зв'язаної з ротором [3]. З урахуванням рівнянь потокозчеплень обмоток статора, ротора і демпферних обмоток та після приведення до форми Коші отримано рівняння для побудови Simulink-моделі генератора:

$$\left[\frac{d\Psi}{dt} \right] = [u] - ([RT] \times [KX])^{-1} - [\omega] \times [\Psi],$$

де $[u]$ – матриця напруг; $[I]$ – матриця струмів; $[\Psi]$ – матриця потокозчеплень; $[RT]$ – діагональна матриця активних опорів статорної обмотки і постійних часу роторних обмоток; $[\omega]$ – матриця кутової швидкості ротора, що є складовою лише рівнянь статорних обмоток та формує так звані «обертові ЕРС»; $[KX]$ – матриця коефіцієнтів приведення роторних обмоток до якірних та реактивних опорів.

Модель дизельного двигуна представлена графіком залежності моменту кривошипно-шатунного механізму КШМ від кута оберту колінчатого валу з врахуванням інерційних властивостей та механічних втрат. Моменти КШМ справного та несправного ДВЗ отримані алгебраїчною сумою нелінійних моментів, що створені кожним окремим поршнем ДВЗ з врахуванням порядку їх робочих тактів [5] та реалізовані блоками *Lookup table(1-D T(u))*.

АРШ реалізовано за принципом регулювання за відхиленням швидкості обертання. Керуючий вплив формується на основі різниці між заданим ω_{ref} і фактичним значенням частоти обертання вала ω . На рисунку 1 представлена модель механічної частини ДГ.

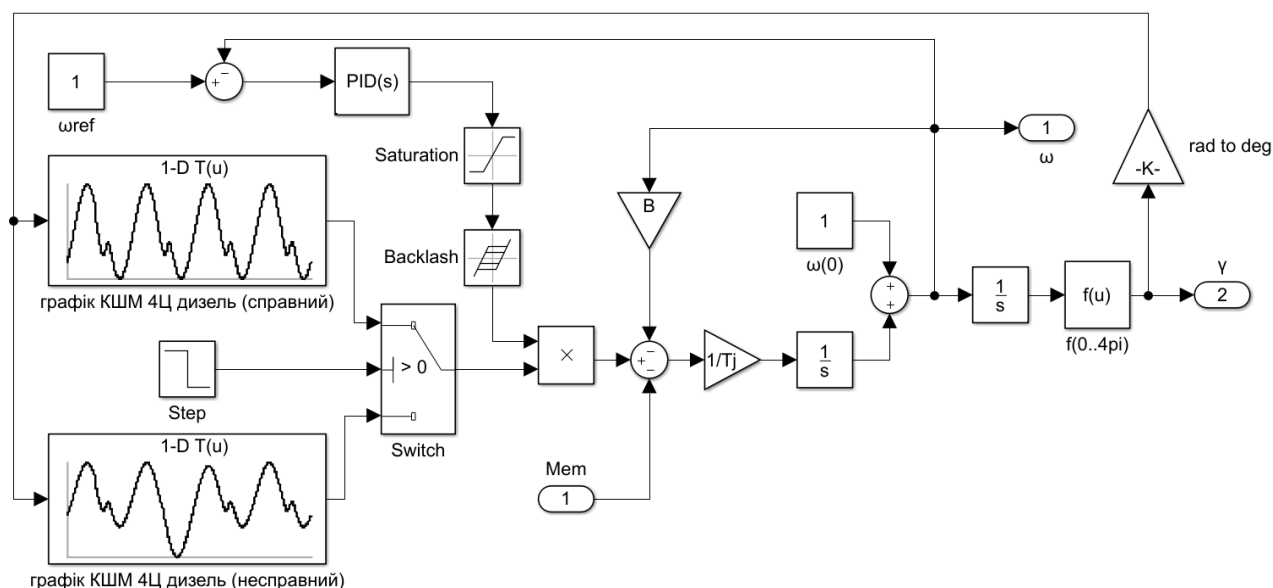


Рисунок 1 – Модель механічної частини ДГ

В роботах [3, 4] вказано, що в синхронних генераторах поздовжньо-поперечного збудження можна досягти більш високого ступеня стійкості за рахунок введення зворотного зв'язку по відхиленню кута вильоту ротора (кута між віссю q та зображуючим вектором напруги якоря генератора), що і реалізовано в цій моделі. В осі d керування відбувається за відхиленням напруги від встановленого значення уставки номінальної напруги 1 pu.

Моделювання виконано при зміні значення люфта в блоці *Backlash* та коефіцієнту K_i в блоці *PID(s)* (рис.1) для наступних трьох режимів:

- режим « $P_{LOAD} = 0,2P_G$ » – навантаження електростанції 10% (або 20% потужності генератора);
- режим « $P_{LOAD} = 1,5P_G$ » – навантаження електростанції 2/3 (або 150% потужності генератора);
- режим « $P_{LOAD} = 1,5P_G$ з пропуском циліндра у ДВЗ №2» – навантаження електростанції 2/3 та пропуском циліндра у дизельному двигуні.

Пропуск циліндра і люфт АРШ моделюються лише у одному з двох агрегатів. Отримані дані зведені до таблиці 1, де $A_{\Delta P}$ – амплітуда обмінних коливань, $f_{\Delta P}$ – частота обмінних коливань.

Таблиця 1 – Динаміка обмінних поливань при $K_i=0$

Люфт (backlash), %	$P_{LOAD} = 0,2P_G$			$P_{LOAD} = 1,5P_G$			$P_{LOAD} = 1,5P_G$ з пропуском циліндра у ДВЗ №2		
	$A_{\Delta P}$, pu	$f_{\Delta P}$, Гц	Примітка	$A_{\Delta P}$, pu	$f_{\Delta P}$, Гц	Примітка	$A_{\Delta P}$, pu	$f_{\Delta P}$, Гц	Примітка
0	0	0	відсутні	0	0	відсутні	0,175	2,51	затухаючі; через 5000рад $A_{\Delta P}$ 30...50%
0,5	0,055	2,56	усталені	0,057	2,51	затухаючі; через 3000рад $A_{\Delta P}$ 10%	0,201	2,55	
1	0,084	2,55		0,109	2,51	затухаючі; через 5000рад $A_{\Delta P}$ 10%	0,253	2,53	
1.28	0,93	2,54		0,1387	2,50		0,272	2,55	
1,45	0,099	2,54		0,038	2,52	усталені	0,286	2,55	
1,65	Обмінна потужність дорівнює потужності навантажена. Генератор періодично переходить з режиму неробочого руху до режиму взяття на себе всього навантаження електростанції			0,072	2,50		0,303	2,54	
2				0,126	2,50		0,326	2,55	
2,5				0,208	2,48		0,417	2,52	затухаючі; через 5000рад $A_{\Delta P}$ = 0,19
3				0,289	2,51		0,493	2,52	затухаючі; через 5000рад $A_{\Delta P}$ = 0,22
3,5				0,377	2,47	0,548	2,51	затухаючі; через 5000рад $A_{\Delta P}$ = 0,39	
3,95				0,449	2,48	0,527	2,52	усталені	
4,5									0,568

Таблиця 2 – Динаміка обмінних поливань при $K_i=1,5$

Люфт (backlash), %	$P_{LOAD} = 0,2P_G$			$P_{LOAD} = 1,5P_G$			$P_{LOAD} = 1,5P_G$ з пропуском циліндра у ДВЗ №2		
	$A_{\Delta P, \text{pu}}$	$f_{\Delta P, \text{Гц}}$	Примітка	$A_{\Delta P, \text{pu}}$	$f_{\Delta P, \text{Гц}}$	Примітка	$A_{\Delta P, \text{pu}}$	$f_{\Delta P, \text{Гц}}$	Примітка
0	0	0	усталені	0	0	відсутні	0,109	2,85	затухаючі; через 3000rad $A_{\Delta P} 5...10\%$
0,5	0,032	2,85		0	0		0,116	2,74	
1	0,072	2,84		0	0		0,12	2,8	
1,28	0,078	2,82		0,01	2,83	усталені	0,131	2,81	затухаючі; через 6000rad $A_{\Delta P} 5...10\%$
1,45	0,081	2,79		0,03	2,86		0,133	2,8	
1,65	0,081	2,8		0,049	2,78		0,137	2,8	
2	Обмінна потужність дорівнює потужності навантажена			0,085	2,79		0,147	2,8	затухаючі; через 10000rad $A_{\Delta P} 5...10\%$
2,5				0,142	2,81		0,161	2,81	
3							0,173	2,8	
3,5									0,151

Таблиця 3 – Динаміка обмінних поливань при $K_i=2,5$

Люфт (backlash), %	$P_{LOAD} = 0,2P_G$			$P_{LOAD} = 1,5P_G$			$P_{LOAD} = 1,5P_G$ з пропуском циліндра у ДВЗ №2				
	$A_{\Delta P, \text{pu}}$	$f_{\Delta P, \text{Гц}}$	Примітка	$A_{\Delta P, \text{pu}}$	$f_{\Delta P, \text{Гц}}$	Примітка	$A_{\Delta P, \text{pu}}$	$f_{\Delta P, \text{Гц}}$	Примітка		
0	0	0	відсутні	0	0	відсутні	0,077	2,91	затухаючі; через 2000rad $A_{\Delta P}$ 5%		
0,5	0,02	3,05	усталені	0	0		0,081	2,9			
1	0,061	3,05		0	0		0,09	2,96			
1,28	0,069	3,02		0,01	3,11	усталені	0,103	2,96	затухаючі; через 3000rad $A_{\Delta P}$ 5%		
1,45	0,072	3,04		0,022	3,05		0,105	2,96			
1,65	0,073	3,02		0,031	3,1		0,111	2,93			
2	Амплітуда обмінних коливань має наростаючий характер			0,063	3,07	наростаючі	0,122	2,96	усталені		
2,5				0,09	3,06		0,011	2,96			
3				Амплітуда обмінних коливань має наростаючий характер						0,027	2,89
3,5										0,064	2,90

* в таблицях 1-3 для затухаючих та наростаючих коливань $A_{\Delta P}$ та $f_{\Delta P}$ вказані для першого періоду

У результаті Simulink-моделювання двох паралельно працюючих синхронних генераторів позовжньо-поперечного збудження встановлено, що за малих навантажень ($0,2P_G$) система є найбільш чутливою до наявності люфту в регуляторі швидкості дизельного приводу: при наявності найменшого люфту ($backlash=0,5\%$) формується режим усталених обмінних коливань активної потужності з періодичним перерозподілом навантаження між генераторами, аж до повного розвантаження одного з них. При збільшенні K_i амплітуда коливань зменшується, а частота збільшується. При $K_i=2,5$ і $backlash>2\%$ амплітуда має наростаючий характер.

При збільшенні навантаження електростанції до рівня $1,5P_G$ вплив люфту істотно зменшується: у модельованих режимах $backlash<1,28 \dots 1,45\%$ коливання відсутні або мають затухаючий характер, що пояснюється виходом робочої точки за межі мертвої зони люфта регулятора та зростанням електромеханічного демпфування системи. Критичні значення люфту, за яких зберігаються усталені коливання становлять $1,45\%$ для $K_i=0$ та $1,28\%$ для $K_i=1,5$ та $K_i=2,5$. При коефіцієнті ПІ-регулятора $K_i=2,5$ критичне значення люфту, при якому коливання мають наростаючий характер становить $2,5\%$.

Режим моделювання впливу показав, що збурення (пропуску циліндра дизельного двигуна) призводить до суттєвого погіршення динамічних властивостей системи і навіть при відносно малих значеннях люфту спостерігається зростання амплітуди обмінних коливань під час перехідних процесів. Вони мають затухаючий характер, який можна пояснити саме періодичністю провалу крутного моменту, що був змодельований, і усталеним перерозподілом навантаження між генераторами. Збільшення значення коефіцієнта інтегральної ланки зменшує амплітуду, частоту та, у випадку затухаючих, тривалість обмінних коливань. Проте зменшується критичне значення люфту, при якому коливання стають усталеними: $backlash$ $3,95\%$ для $K_i=0$; $3,5\%$ для $K_i=1,5$; $2,5\%$ для $K_i=2,5$.

У подальших дослідженнях доцільно розглянути режим неперіодичного (випадкового) пропуску циліндра, коли порушення запалення відбувається не в кожному циклі, а епізодично (наприклад, один цикл із пропуском, після чого 2–3 цикли відповідають графіку крутного моменту нормальної роботи ДВЗ). Такий підхід дозволить оцінити вплив стохастичного характеру збурень на виникнення та розвиток обмінних коливань, що є більш наближеним до реальних умов експлуатації дизельних двигунів.

Висновки. 1. Люфт в механічних частинах АРШ викликає обмінні коливання активної потужності, а його критичні значення для виникнення усталених коливань залежать від режиму електростанції, навантаження, налаштувань регулятора та збурень моменту на валу. При малих навантаженнях система з генераторами поздовжньо-поперечного збудження найбільш чутлива до люфтів, а при навантаженнях близьких до номінальних система має більшу стійкість до виникнення коливань.

2. Пропуск циліндра в одному з дизелів підвищує критичне значення люфта, що обумовлює виникнення усталених обмінних коливань. Також для цього дослідженого режиму характерне значне збільшення амплітуди у перехідних режимах. Несправність «пропуск циліндра» може маскувати небезпечні аварійні режими викликані нештатною роботою АРШ і після її усунення можливе виникнення усталених незатухаючих коливань з амплітудою співмірною до потужності генератора.

3. Збільшення коефіцієнта інтегральної складової K_i регулятора АРШ інтенсифікує розвиток коливань та зменшує критичне значення люфта, при якому обмінні коливання вже мають усталений характер. При цьому зменшується їх амплітуда та збільшується частота.

Список використаних джерел

1. Савенко О. Є. Дослідження суднової електроенергетичної системи порома «Єйськ». Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2013. – № 1. – С. 85-89.
2. Новогорецький С.М. Особливості аналізу статичної стійкості електроенергетичних систем. Електронний Вісник НУК. – Миколаїв: НУК, 2010. – №2. – 5с.
3. Новогорецький С.М. Регулювання напруги збудження у скомпенсованому синхронному генераторі. Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2004. – Вип. 2/2004 (25). – С. 71 – 73.
4. Chakraborty, P., & Prakash, R. Modeling and Simulation of a Synchronous Generator with Rotor Angle Stability and Solve Inter Area Mode of Oscillation in Power System using Power System Stabilizer (PSS) // AIUB Journal of Science and Engineering. – 2021. – Vol. 20, No. 2.
5. Слинко Г.І., Рябошапка Н.Є., Сухонос Р.Ф., Євсєєва Н.О., Солдатченков О.Г. (2024). Дослідження впливу пропусків запалювання на нерівномірність обертання бензинового двигуна. Нові матеріали і технології в металургії та машинобудуванні. Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. Вип.1. С.82–88. DOI: 10.15588/1607-6885-2024-1-11.

УДК 621.3:681:5

Онуфрієв Ю.І., аспірант, Черно О.О., д.т.н., проф.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

МАТЕМАТИЧНЕ ТА ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ У ДВОМАСОВОГО ГВИНТОВОМУ ВІБРАЦІЙНОМУ ПІДЙОМНИКУ З КЕРОВАНИМ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ПРИВОДОМ

Актуальність проблеми. Сучасний стан розвитку переробної промисловості, зокрема агропромислового комплексу та хімічної галузі, характеризується постійним зростанням вимог до енергоефективності та точності керування технологічним обладнанням. Гвинтові вібраційні підйомники, що забезпечують вертикальне транспортування сипких матеріалів, є незамінними для дбайливого переміщення зернових культур, пластівців та крихких сумішей. Проте використання традиційних інерційних приводів на базі дебалансних вібраторів суттєво обмежує можливості оперативного втручання в параметри руху робочих органів у реальному часі. Саме тому впровадження електромагнітних приводів із цифровим керуванням стає пріоритетним напрямом. Такі системи дозволяють реалізувати білярезонансні режими роботи, що забезпечує максимальну продуктивність при мінімальних витратах електричної енергії. Проте проектування таких складних електромеханічних комплексів потребує створення адекватних математичних моделей, які б враховували нелінійний взаємозв'язок між електромагнітною силою, параметрами імпульсного живлення та складною просторовою траєкторією руху інерційних мас.

Аналіз попередніх досліджень. Питання динаміки вібраційних машин з різними типами приводів висвітлені у фундаментальних працях багатьох науковців. У роботах [1, 2] детально описано процеси переміщення сипких вантажів віброуючими поверхнями, а дослідження [3, 4] присвячені аналізу енергоспоживання багатомасових систем. Специфіка розрахунку тягових зусиль та динамічних характеристик саме електромагнітних віброзбудників розкрита в публікаціях [5, 6, 7]. Однак аналіз існуючих джерел [8, 9] показує, що більшість моделей або значно спрощують механічну частину, зводячи її до лінійної системи з одним ступенем вільності, або не враховують вплив імпульсного характеру живлення на формування середнього тягового зусилля. Крім

того, практично відсутні комплексні дослідження, де б імітаційна модель одночасно охоплювала і нелінійні властивості магнітопроводу, і алгоритми роботи замкнених систем автоматичного регулювання амплітуди. Це створює наукове підґрунтя для даного дослідження.

Мета роботи. Метою дослідження є підвищення енергетичної ефективності та стабільності функціонування гвинтових вібропідійомників шляхом розробки та аналізу розширеної математичної моделі, що інтегрує просторову механіку двомасової системи, нелінійну електротехнічну підсистему привода та інтелектуальний контур керування на основі імпульсного регулювання напруги.

Виклад основного матеріалу дослідження. Об'єктом моделювання є двомасова вібромашина, де робочий орган (гвинтовий жолоб) та реактивна маса з'єднані пружним елементом у формі гіперболічного торсіона. Така конфігурація забезпечує перетворення прямолінійної сили електромагніта у складнорухому траєкторію, що складається з вертикальної та кутової складових. Цей підхід дозволяє мінімізувати динамічні навантаження на раму та забезпечує рівномірне транспортування матеріалу по всій довжині гвинтової лінії.

Для опису механічної частини було застосовано метод Лагранжа другого роду. У моделі виділено чотири узагальнені координати: вертикальні переміщення нижньої та верхньої мас, а також кути їхнього повороту навколо центральної вертикальної осі. Вираз для кінетичної енергії системи сформовано як суму енергій поступального руху обох мас та енергій їхнього обертального руху з урахуванням моментів інерції відносно осі симетрії. Потенціальна енергія системи акумулюється у пружних елементах. Оскільки пружини встановлені під кутом, враховано як жорсткість на стискання, так і жорсткість на кручення, що дозволило описати зв'язок між вертикальною силою та виникаючим крутним моментом. Використовуючи функцію розсіювання енергії Релея, введено коефіцієнти в'язкого опору, що відповідають за втрати енергії в амортизаторах та внутрішнє тертя в матеріалі пружин.

Електромагнітна підсистема привода описана через взаємодію електричного кола обмотки та магнітного поля в робочому повітряному проміжку. Сила притягання між статором і якорем представлена як функція квадрата струму та обернена функція квадрата відстані. Важливою особливістю моделі є врахування варіативності індуктивності котушки: під час руху повітряний проміжок постійно змінюється, що призводить до коливань індуктивності та виникнення проти-ЕРС індукції. Це створює нелінійний зв'язок, який враховано при інтегруванні електричного рівняння для кола живлення.

Алгоритм керування системою базується на принципі автоматичної стабілізації амплітуди відносних коливань мас. Реалізовано схему, де задана амплітуда порівнюється з поточним миттєвим значенням розрахункового переміщення. Отриманий сигнал неузгодження обробляється пропорційно-інтегральним регулятором. Вихідний сигнал регулятора керує тривалістю імпульсів напруги в кожному періоді (широтно-імпульсна модуляція). Це дозволяє не лише точно витримувати технологічний режим, але й забезпечувати енергозберігаючий запуск системи, уникаючи надмірних пускових струмів.

Імітаційне моделювання виконано в середовищі MATLAB/Simulink з використанням блочно-орієнтованого підходу. Усі диференціальні рівняння розв'язувалися чисельним методом з адаптивним кроком інтегрування для забезпечення високої точності в моменти перемикання силових ключів. Аналіз результатів обчислювального експерименту дозволив зробити наступні висновки. Процес пуску системи характеризується плавним зростанням амплітуди без значних перерегулювань. Встановлено, що при резонансній частоті 50 Гц сталий режим з амплітудою 1,2 мм досягається за 0,45 секунди. Графічний аналіз швидкостей показав, що маси рухаються у протифазі, що підтверджує правильність вибору жорсткостей пружних зв'язків.

Завдяки імпульсному живленню вдалося досягти ефекту, коли струм у котушці протікає переважно тоді, коли якір знаходиться найближче до статора, тобто в моменти максимальної магнітної провідності. Це дозволило мінімізувати реактивну потужність та теплові втрати. Розрахований коефіцієнт корисної дії електромагнітного перетворювача склав 74,3%, що на 15-20% вище порівняно з системами прямого гармонійного живлення. Контур ПІ-регулювання забезпечив стабільність роботи навіть при зміні маси матеріалу на жолобі на 30%, утримуючи відхилення амплітуди в межах 2%.

Висновки. У роботі вперше представлена комплексна математична модель двомасового гвинтового вібропідійомника, яка дозволяє досліджувати взаємний вплив механічних, електричних та магнітних процесів у динаміці. Запропонована структура імітаційного моделювання є надійним інструментом для синтезу систем автоматичного керування вібраційним обладнанням. Доведено, що застосування імпульсного керування забезпечує високу енергоефективність привода та дозволяє реалізувати білярезонансні режими з високим ступенем стабільності.

Перспективи подальших досліджень. Подальший розвиток роботи передбачає розробку адаптивних алгоритмів керування, які зможуть автоматично підлаштовувати частоту імпульсів під зміну власної частоти механічної системи, що виникає внаслідок зносу пружних елементів або значних коливань корисного навантаження.

Список використаних джерел:

1. Keppler S., Bakalis S., Leadley C. E., Fryer P. J. Processing of barley grains in a continuous vibrating conveyor. *Journal of Food Engineering*. 2016. Vol. 187. P. 114–123.
2. Misljen P. J., Despotovic Z. V., Matijevic M. S. Modeling and control of bulk material flow on the electromagnetic vibratory feeder. *Automatika*. 2016. No. 4 (57). P. 936–947.
3. Михайлів П. Б., Ланець О. С., Комарницький І. С. та ін. Проблеми енергоспоживання тримасових вібротранспортних машин. *Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні*. 2014. Вип. 48. С. 60–73.
4. Шикунська О. М., Боровець В. М. Динамічний аналіз вібротранспортера з електромагнітним приводом. *Машинознавство*. 2015. № 3-4. С. 31–36.
5. Despotovic Z., Ribic A. Energy Efficiency of the Controlled Electromagnetic Vibratory Feeders. *International Journal of Electrical Engineering*. 2015. Vol. 22. P. 54–62.
6. Рожанский Г. Г. Вибротранспортирующие машины в химической промышленности. Москва: Химия, 1977. 216 с.
7. Ланець О. С. Високоєфективні міжрезонансні вібраційні машини з електромагнітним приводом (Теоретичні основи та практика створення). Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2008. 388 с.
8. Пелих С. М. Проектування електромагнітних приводів вібраційних машин. Миколаїв: НУК, 2011. 144 с.
9. Ланець О. С., Качмар Р. Я., Боровець В. М. Обґрунтування параметрів вібраційного бункерного живильника з електромагнітним приводом. *Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні*. 2016. Вип. 50. С. 54–76.
10. Cherny O. O., Hurov A. P., Ivanov A. V. Energy characteristics of the electromagnetic vibration drive with pulse power supply of vibrator coils. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 2. С. 53–60.
11. Карбованець М. І., Лазур В. Ю., Нодь Я. А. Теоретична механіка. Ч. І. Метод Лагранжа: навчальний посібник. Ужгород: Говерла, 2019. 82 с.
12. Чихладзе Е. Д. Опір матеріалів: Підручник для студентів будівельних спеціальностей транспортних вузів. Харків: УкрДАЗТ, 2011. 366 с.
13. Черно О. О., Иванов А. В. Автоматичне керування електромагнітним вібраційним приводом з імпульсним живленням обмоток вібратора. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2023. № 3. С. 49–55.

СЕКЦІЯ 1. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ. ІМПУЛЬСНІ ПРОЦЕСИ І ТЕХНОЛОГІЇ

УДК 621.319.4

Гулько В.І., Танасова О.Д., Фещук Т.А.

Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв

ОЦІНКА МОЖЛИВОСТІ ЗНИЖЕННЯ МАСОГАБАРИТНИХ ХАРАКТЕРИК ІСНУЮЧИХ ЗАНУРЮВАЛЬНИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ІМПУЛЬСНИХ КОНДЕНСАТОРІВ

ІІПТ НАН України тривалий час займається створенням занурювальних електророзрядних пристроїв інтенсифікації видобутку нафти зі свердловин, продуктивність яких знижується за рахунок різноманітних відкладень у перфораційній зоні свердловини [1].

Підвищення продуктивності свердловини досягається за рахунок того, що занурювальна частина електророзрядного пристрою, рухаючись уздовж перфораційної зони свердловини, здійснює її очищення за рахунок впливу імпульсним тиском, створюваним електричним розрядом у рідині. Як показує практика, після обробки занурювальним електророзрядним пристроєм типу «Скіф» продуктивність нафтової свердловини повертається майже до початкового рівня [2, 3].

Занурювальний електророзрядний пристрій має блокову побудову, при цьому велика частина довжини і маси занурювальної частини пристрою припадає на блок ємнісних накопичувачів електричної енергії, що складається з паралельно з'єднаних високовольтних імпульсних конденсаторів. Найбільш перспективним шляхом створення компактних занурювальних електророзрядних пристроїв, що мають малі масогабаритні характеристики та, відповідно, велику комерційну привабливість, є зменшення загальної довжини блоку ємнісних накопичувачів електричної енергії за збереження їх експлуатаційних характеристик на необхідному рівні [4-6].

На даний час блок ємнісних накопичувачів електричної енергії занурювального електророзрядного пристрою інтенсифікації видобутку нафти складається з двох паралельно з'єднаних високовольтних імпульсних конденсаторів ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000.

Необхідно зазначити, що конструкцію конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000 прийнято за базову конструкцію для високовольтних імпульсних конденсаторів занурювальних електророзрядних пристроїв, що створюються ІІПТ НАН України. У конструкції високовольтного імпульсного конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000 як робочий діелектрик застосований комбінований паперово-плівковий діелектрик на основі конденсаторного паперу типу КОН-2 і поліетилентерефталатної плівки типу ПЕТ-КЕ, просочений рициновою олією. Зовнішній діаметр корпусу конденсатора – 101,6 мм, довжина корпусу – 1350 мм.

Метою роботи є оцінка можливості зниження масогабаритних характеристик високовольтного імпульсного конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000 для занурювального електророзрядного пристрою інтенсифікації видобутку нафти.

Для розширення номенклатури свердловин що обробляються, паралельно розглядалося питання створення трьох варіантів конструктивного виконання високовольтного імпульсного конденсатора для занурювальних електророзрядних пристроїв – в корпусах із зовнішніми діаметрами 101,6 мм, 89 мм та 70 мм.

Зниження масогабаритних характеристик високовольтного імпульсного конденсатора можливе трьома шляхами, кожен з яких веде до збільшення питомої об'ємної енергії конденсатора, що запасається. По-перше, це застосування діелектричних матеріалів з високими значеннями відносної діелектричної проникності ε , по-друге, це підвищення величини робочої напруженості електричного поля $E_{раб}$ у діелектрику секцій конденсатора і, по-третє, це розробка інженерно-технічних рішень, що дозволяють збільшити активний обсяг конденсатора, не застосовуючи матеріалів з високими значеннями ε і не підвищуючи величини $E_{раб}$ [7, 8]. Однак при цьому має бути збережена кількість циклів заряд-розряд до відмови конденсатора на рівні $1 \cdot 10^5$ зарядів-розрядів, оскільки надійність та термін служби блоку ємнісних накопичувачів електричної енергії в основному і визначає надійність та термін служби всього занурювального пристрою.

В даній роботі розглядається питання зниження масогабаритних характеристик високовольтного імпульсного конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000 наступними шляхами – за рахунок застосування діелектричних матеріалів з високими значеннями відносної діелектричної проникності, за рахунок підвищення величини робочої напруженості електричного поля у діелектрику секцій конденсатора і за рахунок одночасного застосування цих двох рішень.

При цьому оцінювався вплив на масогабаритні характеристики конденсатора вміст полімерної плівки в структурі робочого діелектрика секцій конденсатора. Розглядалося три варіанти виконання діелектричної системи секцій конденсатора – з вмістом полімерної плівки в них від нуля до 100 %, тобто розглядався варіант з паперовим діелектриком – нульовим вмістом полімерної плівки, паперово-плівковий варіант – з 50 % вмістом полімерної плівки і варіант на основі тільки полімерної плівки – варіант з її 100 % вмістом [9].

На основі оцінних розрахунків різних варіантів конструктивного виконання високовольтного імпульсного конденсатора, можливих величин робочої напруженості електричного поля в діелектрику конденсатора та існуючої номенклатури полімерних плівок та конденсаторних паперів товщина робочого діелектрика конденсатора обрана рівною 60 мкм для всіх варіантів виконання.

Були виконані електричні і теплові розрахунки та конструкторські опрацювання різних варіантів виконання високовольтного імпульсного конденсатора у корпусах із зовнішніми діаметрами 101,6 мм, 89 мм та 70 мм. Дані електричних та теплових розрахунків різних варіантів виконання високовольтного імпульсного конденсатора для занурювальних пристроїв із зовнішніми діаметрами корпусів 101,6 мм, 89 мм та 70 мм наведено в таблицях 1-3 відповідно.

Таблиця 1 – Результати розрахунків різних варіантів виконання високовольтного імпульсного конденсатора із зовнішнім діаметром корпусу 101,6 мм

Конденсатор	Тип робочого діелектрика	C_k , мкФ	Кількість секцій	$E_{раб}$, кВ/мм	ΔT_{max} , °C	Довжина конд-ра, мм	$\Delta w_{уд}$, %
ІКП-30-1,2	Паперовий	1,2	3	166,67	42,612	940	43,6
		1,2	4	125,00	29,759	1140	18,4
ІКП-30-2,4		2,4	3	166,67	65,292	1180	128,8
		2,4	4	125,00	42,919	1580	70,9
ІКП-30-1,2	Паперово-плівковий	1,2	3	166,67	22,502	1035	30,4
		1,2	4	125,00	15,234	1300	3,8
ІКП-30-2,4		2,4	3	166,67	33,396	1350	100,0
ІКП-30-1,2	Плівковий	1,2	3	166,67	5,772	1305	3,5
ІКП-30-1,2 (базовий)	Паперово-плівковий	1,2	5	127,66	14,418	1350	0

Таблиця 2 – Результати розрахунків різних варіантів виконання високовольтного імпульсного конденсатора із зовнішнім діаметром корпусу 89 мм

Конденсатор	Тип робочого діелектрика	C_n , мкФ	Кількість секцій	$E_{раб}$, кВ/мм	ΔT_{max} , °C	Довжина конд-ра, мм	$\Delta W_{уд}$, %
ІКП-30-1,2	Паперовий	1,2	3	166,67	41,215	1135	54,9
		1,2	4	125,0	28,171	1400	25,6
ІКП-30-2,4		2,4	3	166,67	59,575	1465	140,0
ІКП-30-1,2	Паперово-плівковий	1,2	3	166,67	21,086	1275	37,9
		1,2	4	125,0	13,639	1640	7,2
ІКП-30-0,8	Плівковий	0,8	3	166,67	3,946	1354	29,9
ІКП-30-1,2 (базовий)	Паперово-плівковий	1,2	5	127,66	14,418	1350	0

Таблиця 3 – Результати розрахунків різних варіантів виконання високовольтного імпульсного конденсатора із зовнішнім діаметром корпусу 70 мм

Конденсатор	Тип робочого діелектрика	Кількість секцій	$E_{раб}$, кВ/мм	C_n , мкФ	ΔT_{max} , °C	Довжина конд-ра, мм	$\Delta W_{уд}$, %
ІКП-30-1,2	Паперовий	3	166,67	1,2	38,50	1390	104,4
ІКП-30-0,8	Паперово-плівковий	3	166,67	0,8	12,528	1330	42,4
ІКП-30-1,2 (базовий)	Паперово-плівковий	5	127,66	1,2	14,418	1350	0

Як критерій оцінки різних варіантів виконання високовольтного імпульсного конденсатора, при порівнянні їх між собою і з базовим варіантом, у таблицях наведено величини номінальної ємності C_n варіанта виконання конденсатора, максимальної температури перегріву конденсатора ΔT_{max} , яка характеризує перевищення температури в центрі конденсатора над температурою навколишнього середовища, що дорівнює 100 °C, величина $\Delta W_{уд}$, що дорівнює перевищенню питомої об'ємної енергії, що запасється аналізованого варіанту виконання конденсатора $W_{уд}$ над величиною $W_{уд}$ конденсатора ІКП-301,2 ОР-1М.05.00.

Вибір цих варіантів робочого діелектрика секцій конденсатора обумовлений електрофізичними характеристиками вибраних діелектричних систем.

Варіант на основі тільки конденсаторного паперу, з просоченням рициновою олією, має найбільше значення відносної діелектричної проникності ε . Це дозволяє при тому самому діаметрі (площі обкладки) конденсаторної секції для всіх варіантів виконання діелектрика отримати найбільшу ємність і за рахунок цього зменшити загальну довжину конденсатора. Однак цей варіант має і найбільші діелектричні втрати, що може призвести до значного перегріву конденсатора при його експлуатації в робочому режимі в умовах високих значень температури навколишнього середовища.

Варіант діелектричної системи на основі неполярної поліпропіленової та полярної поліетилентерефталатної плівок з просоченням неполярною діелектричною рідиною має найменше значення відносної діелектричної проникності ε , що не дозволить значно зменшити довжину конденсатора. Разом з тим цей варіант має найменші діелектричні втрати, що дозволяє уникнути значного перегріву конденсатора при його експлуатації в робочому режимі в умовах високих значень температури навколишнього середовища.

Варіант із комбінованим паперово-плівковим діелектриком із вмістом у ньому полімерної плівки у кількості 50 % знаходиться між цими двома крайніми варіантами виконання робочого діелектрика конденсатора.

Як видно з таблиці 2.1, застосування в конструкції конденсатора паперового діелектрика дозволяє при ємності конденсатора 1,2 мкФ, зменшити його довжину, порівняно з базовим конденсатором, на величину від 15,5 до 30,4 % залежно від кількості секцій і, відповідно, збільшити питому об'ємну енергоємність його від 18,4 до 43,6 %.

У разі створення конденсатора номінальною ємністю 2,4 мкФ, тобто зі збільшеною вдвічі енергоємністю, застосування у його конструкції паперового діелектрика дозволяє збільшити питому об'ємну енергоємність базового конденсатора від 70,9 до 128,8 % залежно від кількості секцій у конструкції конденсатора. Слід визначити, що у цьому разі величина перегріву конденсатора, за його експлуатації в умовах температури навколишнього середовища 100 °С, зростає до 65 °С.

Використання паперово-плівкового діелектрика у разі застосування в конструкції конденсатора чотирьох секцій, тобто при майже такій же величині робочої напруженості електричного поля в діелектрику, як і у базового конденсатора, дозволяє незначно зменшити габаритні розміри конденсатора, у порівнянні з базовим конденсатором ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000. Значне зменшення довжини конденсатора з 1350 мм (базовий) до 1035 мм, тобто на 23,3 %, можливо лише у разі застосування у його конструкції трьох послідовно з'єднаних секцій, тобто за рахунок збільшення робочої напруженості електричного поля у діелектрику. Разом з тим, застосування у конструкції конденсатора трьох секцій дозволяє у корпусі базового конденсатора, без внесення будь-яких істотних конструктивних змін, забезпечити номінальну ємність конденсатора на рівні 2,4 мкФ, тобто вдвічі збільшити його енергоємність. Однак при цьому величина робочої напруженості електричного поля у діелектрику секції конденсатора має бути збільшена від 127,67 до 166,67 кВ/мм.

Варіант конструкції конденсатора з плівковим робочим діелектриком, що має малу відносну діелектричну проникність ε , тільки у разі застосування в конструкції конденсатора трьох послідовно з'єднаних секцій незначно зменшує габаритні розміри базового конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05. Варіант конденсатора з чотирма послідовно з'єднаними секціями є технологічно нездійсненним при використанні технологічного обладнання, що є в ІІПТ НАН України, і призводить до значного збільшення довжини конденсатора порівняно з базовим.

Висновки. Найбільш ефективним способом зниження масогабаритних характеристик високовольтного імпульсного конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000 занурювального електророзрядного пристрою інтенсифікації видобутку нафти є підвищення величини робочої напруженості електричного поля у діелектрику секцій конденсатора, за рахунок зменшення у його конструкції кількості послідовно з'єднаних секцій.

Однак остаточний вибір варіанта діелектричної системи високовольтного імпульсного конденсатора буде зроблено тільки після проведення експериментальних досліджень оцінки впливу робочої напруженості електричного поля в діелектрику секції конденсатора на тривалу електричну міцність обраних діелектричних систем.

Список використаних джерел

1 Дубовенко К.В. Разрядно-импульсное оборудование для увеличения дебита нефтяных и водозаборных скважин / К.В. Дубовенко, Ю.И. Курашко., И.С. Швец., Л.И. Онищенко // Вестник Национального технического университета «ХПИ». - 2002. - Т.1. - С. 96 -102.

2 Хвоцан О.В. Создание высоковольтных погружных систем для повышения дебита скважин / О.В. Хвоцан – Mauritius: LAP LAMBERT Academic Publishing. - 2018.- 217 с.

3 Щерба А.А. Високовольтні електророзрядні компактні системи / А.А. Щерба, К.В. Дубовенко // Київ: НВП «Видавництво “Наукова думка” НАН України». - 2008.- 270 с.

4 Онищенко, Л.И. Создание емкостных накопителей энергии для скважинных электрогидроимпульсных устройств / Л.И. Онищенко, В.И. Гунько, И.Ю. Гребенников // Труды III Междунар. конф. «Электрическая изоляция - 2002» (Санкт-Петербург, 18-21 июня 2002 г.). – СПб.: Нестор, 2002. – С. 201.

5 Рудаков В.В. Стан та тенденції розвитку високовольтних імпульсних конденсаторів / В.В. Рудаков // ВІСНИК НТУ«ХПІ»; Серія:Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків; НТУ «ХПІ»-2009.- № 39.-С.146-152.

6 Гунько В.І. Створення енергоємних високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних електророзрядних установок / В.І. Гунько, О.Д. Танасова, І.А. Перекупка // Матеріали Всеукраїнської науково-

технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» СПАЕ 2024, 24-25 квітня 2024 р., Миколаїв. – НУК. - С. 61-63. Режим доступу [https:// www.researchgate.net/ publication/ 380270420](https://www.researchgate.net/publication/380270420) Conference SPAE 2024.

7 Гребенников, И.Ю. Повышение энергоемкости высоковольтных импульсных конденсаторов для скважинных устройств / И.Ю. Гребенников, В.И. Гулько, А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко // Электронная обработка материалов. - 2007. - №3. - С. 74 - 76.

8 Дмитришин А.Я. Анализ характеристик высоковольтных импульсных конденсаторов с высокими значениями удельной запасаемой энергии / А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко, В.И. Гулько, И.Ю. Гребенников. // Матер. Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю «Електротехніка і електромеханіка», 2006 р. - Миколаїв: НУК, 2006. - С. 15 - 20.

9 Дмитрішин О.Я. Аналіз діелектричних матеріалів для діелектричної системи високовольтних імпульсних конденсаторів, що експлуатуються в режимах з високою частотою проходження імпульсів / О.Я. Дмитрішин, В.І. Гулько, Т.А. Фещук // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів та молодих вчених. Автоматика та електротехніка СПАЕ-2019. 4-5 квітня 2019 р, Миколаїв.- НУК.- 2023.- С. 27-29.

УДК 621.319.4

Гулько В.І., Танасова О.Д., Перекупка І.А.

Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв

АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ КОНСТРУКЦІЙ ЗАНУРЮВАЛЬНИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ІМПУЛЬСНИХ КОНДЕНСАТОРІВ І ВІЗНАЧЕННЯ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ЇХ ЕНЕРГОЄМНОСТІ

Одним із напрямів діяльності ІПТТ НАН України є створення занурювальних електророзрядних пристроїв інтенсифікації видобутку корисних копалин з надр землі, облаштування та ремонту свердловин, проведення геологорозвідувальних робіт [1, 2].

На відміну від електророзрядних пристроїв загальнопромислового призначення занурювальні пристрої призначені для роботи в умовах підвищеної до 100 °С температури, зовнішнього гідростатичного тиску до 50 МПа і мають конструктивне виконання, яке обумовлено такими специфічними функціональними особливостями, як транспортабельність, циліндрична форма, мінімальні масогабаритні характеристики за одночасної необхідності забезпечення швидкого та зручного монтажу або демонтажу пристрою в польових умовах [3, 4].

Електророзрядні комплекси сучасних занурювальних електророзрядних пристроїв мають блокову побудову. Більшість довжини і маси занурювальної частини комплексу посідає блок ємнісних накопичувачів електричної енергії, який виконано з паралельно з'єднаних високовольтних імпульсних конденсаторів. Найбільш перспективним шляхом створення занурювальних пристроїв, які мають мінімальні масогабаритні показники є збільшення питомої об'ємної енергії, що запасається у високовольтних імпульсних конденсаторів при збереженні їх експлуатаційних характеристик на існуючому рівні.

Проведені в ІПТТ НАН України дослідження показали, що найбільш перспективним способом збільшення питомої об'ємної енергії високовольтних імпульсних конденсаторів, що запасається, є збільшення напруженості електричного поля в діелектрику конденсатора за рахунок застосування в його конструкції матеріалів з високою електричною міцністю [5-9].

Метою даної роботи є аналіз існуючих конструкцій високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних електророзрядних пристроїв і шляхів підвищення їх енергоємності.

У таблиці наведено технічні характеристики високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних пристроїв, які створені ІПТТ НАН України.

Конденсатор ІКП-30-0,5 СФ4.05.100, перший із серії високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних пристроїв інтенсифікації видобутку нафти, має енергію що запасається 225 Дж., і виготовляється в індивідуальному корпусі зовнішнім діаметром 95 мм з товщиною стінки корпусу 2 мм. Перед зануренням у свердловину два конденсатори ІКП-30-0,5 збиралися в модуль-накопичувач і розміщувалися в металевій трубі зовнішнім діаметром 114 мм і довжиною 2460 мм з товщиною стінки 7 мм, таким чином, питома об'ємна енергія конденсатора, що запасається знижувалася від 25,74 до 16,05 Дж/дм³.

З метою підвищення технологічності виготовлення занурювального пристрою було прийнято конструктивне рішення, суть якого полягала в тому, щоб корпус модуля-накопичувача був одночасно і корпусом конденсатора. Це конструктивне рішення дозволило збільшити внутрішній діаметр корпусу конденсатора і відповідно збільшити електричну ємність конденсаторних секцій. За рахунок цього, при збереженні конструкції робочого діелектрика конденсатора і величини робочої напруженості електричного поля в діелектрику була збільшена ємність високовольтного імпульсного конденсатора ІКП-30-0,8 СФ4М.05.000 до 0,8 мкФ, що, у свою чергу, дозволило підняти енергію, що запасається блоку ємнісних накопичувачів до 1080 Дж.

Конструкція конденсаторів ІКП-30-0,5 СФ4.05.100 та ІКП-30-0,8 СФ4М.05.000 призначена для експлуатації у свердловинах з температурою навколишнього середовища до 80 °С. Компенсація температурної зміни об'єму

рідкого діелектрика у цих конденсаторах здійснюється за рахунок стиснення або розтягування металевих сильфонів, розташованих всередині корпусу конденсатора.

Збільшення глибини свердловин до 5000 м призвело до розширення діапазону робочих температур занурювальних пристроїв до 100 °С і зажадало застосування в конструкціях високовольтних імпульсних конденсаторів вже двох сильфонів. Це і пояснює збільшення довжини конденсатора ІКП-30-0,8 БУГ 03.000 порівняно з конденсатором ІКП-30-0,8 СФ4М.05.000, а також зниження величини питомої об'ємної енергії, що запасується конденсатором.

Таблиця – Технічні характеристики високовольтних імпульсних конденсаторів для погрузних устроїв

Конденсатор	Напруга номінальна, U_n , кВ	Ємність номінальна C_n , мкФ	Номінальна запасуєма енергія, W_n , Дж	Питома запасуєма енергія, $W_{уд}$, Дж/дм ³	Робоча напруженість електричного поля в діелектрику, $E_{раб}$, кВ/мм	Розміри корпуса конденсатора $D_k \times L_k \times \delta$, мм
ІКП-30-0,5 СФ4.05.100	30	0,5	225	25,74	83,3	95x920x2
ІКП-30-0,8 СФ4М.05.000		0,8	360	23,74		114x1330x7
ІКП-30-0,8 БУГ 03.000				22,72		114x1390x7
ІКПМ-30-0,8 СФ6.05.000	30	0,8	360	29,58	100,0	101,6x1198x7
ІКП-30-0,8 Е36.СФ9.05.000				27,89	83,3	114x1132x7
ІКП-30-0,8 СФ100.05.000				30,81	100	101,6x1150x7
ІКП-30-1,2 СФ100М.05.000		1,2	540	47,04	120	101,6x1130x7
ІСП-30-2,4 СФ100.4.000		2,4	1080	82,5	192,3	101,6x1615x7
ІСП-35-2,5 СФ100.05.000	35	2,5	1531	88,7	198,9	101,6x2130x7

Примітка. D_k – діаметр корпусу конденсатора, мм; L_k – довжина корпусу конденсатора, мм;

δ – товщина стінки корпусу конденсатора, мм

Зменшення діаметра свердловин, що оброблялися, зажадало відповідного зменшення зовнішнього діаметра занурювального пристрою до 101,6 мм. Забезпечення номінальної ємності 0,8 мкФ високовольтного імпульсного конденсатора ІКП-30-0,8 СФ6.05.000 для збереження сумарної енергії блоку занурювального пристрою, що запасується на рівні 1 кДж зажадало збільшення робочої напруженості електричного поля в діелектрику конденсатора від 83,3 до 100 кВ/мм.

Якісний прорив у вдосконаленні конструкції високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних пристроїв пов'язаний з відмовою від використання в їх конструкціях металевих сильфонів.

На основі проведених в ІПТ НАН України досліджень у конструкції високовольтного імпульсного конденсатора ІКП-30-0,8 Е36.СФ9.05.000 для компенсації температурної зміни об'єму просочуючого діелектрику замість металевих сильфонів вперше було застосовано газоподібний діелектрик як стисливу речовину. Проведені в ІПТ дослідження показали, що надання газоподібному діелектрику початкового надлишкового тиску дозволяє компенсувати температурне зниження електричної міцності просочуючого діелектрика [10].

Застосування у конструкціях високовольтних імпульсних конденсаторів газоподібного діелектрика вимагало доопрацювання конструкції конденсаторів. Доробка стосувалася виключення можливих порушень їх герметичності внаслідок ударно-вібраційних навантажень, що виникають при транспортуванні конденсаторів або їх експлуатації в режимі «заряд-розряд». Якщо в конструкціях високовольтних імпульсних конденсаторів починаючи з СФ4М.05.000 герметичне сполучення корпусу з кришками конденсатора здійснювалося способом паяння, то вже в конструкціях конденсаторів, починаючи з ІКП-30-0,8 СФ100.05.000, герметичне сполучення корпусу з кришками здійснювалося способом зварювання, який забезпечує більшу механічну міцність з'єднання.

Подальше вдосконалення конструкцій високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних пристроїв було пов'язане зі збільшенням номінальної ємності конденсаторів до 1,2 мкФ і відповідного збільшення енергії, що запасується від 360 до 540 Дж, що дозволило зменшити кількість конденсаторів ІКП-30-1,2 СФ100М.05.000 у блоку ємнісних накопичувачів із трьох до двох одиниць. Підвищення номінальної ємності

конденсатора від 0,8 до 1,2 мкФ було досягнуто за рахунок зменшення числа послідовно з'єднаних секцій та збільшення величини робочої напруженості електричного поля в діелектрику конденсатора до 120 кВ/мм.

В конструкціях високовольтних імпульсних конденсаторів СФ4.05.100, СФ4М.05.000, БУГ03.000, СФ6.05.000. ЭЗ6.СФ9.05.000, СФ100.05.000 і СФ100М.05.000 як робочий діелектрик використовувався комбінований паперово-плівковий діелектрик на основі конденсаторного паперу типу КОН-2 і поліетилентерефталатної плівки типу ПЕТ-КЕ, просочений рициновою олією.

Проведені в ІПТ дослідження показали, що застосування в конструкції високовольтного імпульсного конденсатора діелектричної системи на основі тільки полімерних плівок, дозволяє підвищити, порівняно з паперово-плівковим діелектриком, питому об'ємну енергію, що запасається конденсатора до 2 разів при збереженні ресурсу конденсатора [11].

В результаті проведених досліджень створено експериментальний зразок високовольтного імпульсного конденсатора ІСП-30-2,4 на номінальну напругу 30 кВ, номінальною ємністю 2,4 мкФ і енергією, що запасається 1080 Дж. Як робочий діелектрик конденсатора застосований плівковий діелектрик на основі комбінації поліпропіленової та поліетилентерефталатної плівок, просочених поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20. Робоча напруженість електричного поля в діелектрику конденсатора становить 192,3 кВ/мм, а питома об'ємна енергія конденсатора, що запасається - 82,5 Дж/дм³.

З метою скорочення часу обробки свердловин за рахунок збільшення енергії імпульсу для занурювального пристрою СФ100.3М створено експериментальний зразок високовольтного імпульсного конденсатора ІСП-35-2,5. Номінальна напруга конденсатора 35 кВ, номінальна ємність 2,5 мкФ і енергія, що запасається 1531 Дж. Робочий діелектрик конденсатора - плівковий, на основі комбінації поліпропіленової та поліетилентерефталатної плівок, просочених поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20. Робоча напруженість електричного поля в діелектрику конденсатора становить 198,9 кВ/мм, а питома об'ємна енергія конденсатора, що запасається - 88,7 Дж/дм³.

Застосування конденсаторів ІСП-30-2,4 та ІСП-35-2,5 дозволяє скоротити кількість високовольтних імпульсних конденсаторів у блоці ємнісних накопичувачів електричної енергії занурювального пристрою до одного.

Однак, наявна на даний час інформація про їх напрацювання не дозволяє гарантовано говорити про ресурс цих експериментальних конденсаторів в 10^{10} зарядів-розрядів.

В даний час у занурювальному електророзрядному пристрої СФ100М.05.000 застосовані два високовольтних імпульсних конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000. Для зниження собівартості конденсатора ІКП-30-1,2 ОР-1М.05.000 у його конструкції відмовилися від застосування керамічних ізоляторів типу ІКПМ-50 і від зварного сполучення кришок з корпусом конденсатора. Герметичне сполучення високовольтних ізоляторів з поліаміду з кришками конденсатора та кришок з корпусом конденсатора виконано за допомогою оригінальних ущільнень. Це дозволяє після відпрацювання конденсатором свого ресурсу або у разі виходу його з ладу демонтувати конденсатор без застосування спеціальних пристроїв та повторно використовувати корпус, кришки та високовольтні ізолятори у нових виробках. Ці зміни призвели до збільшення довжини корпусу конденсатора на 105 мм, і відповідного зниження питомої об'ємної енергії конденсатора що запасається до 39,37 Дж/дм³.

Висновки. Найбільш ефективним способом збільшення енергоємності високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних електророзрядних пристроїв є підвищення робочої напруженості електричного поля в діелектрику конденсатора за рахунок застосування в його конструкції діелектричних систем на основі полімерних плівок, що дозволяє досягти найбільш високих значень питомої об'ємної енергії конденсатора що запасається.

Підтвердження ресурсу експериментальних зразків високовольтних імпульсних конденсаторів ІСП-30-2,4 та ІСП-35-2,5 має бути продовжено шляхом збору статистичних даних з місць експлуатації конденсаторів.

Список використаних джерел

- 1 Хвоцан О.В. Создание высоковольтных погружных систем для повышения дебита скважин./ О.В. Хвоцан – Mauritius: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2018.- 217 с.
- 2 Щерба А.А. Высоковольтні електророзрядні компактні системи / А.А. Щерба, К.В. Дубовенко – Київ: НВП «Видавництво “Наукова думка” НАН України». - 2008.- 270с.
- 3 Жекул В.Г. Разработка и создание высоковольтных малогабаритных погружных устройств для интенсификации добычи полезных ископаемых из недр Земли / В.Г. Жекул . В.М. Косенков , Ю.И. Курашко, И.С. Швец // Материалы XII Междунар. науч. школы-семинар «Физика импульсных разрядов в конденсированных средах», 24-26 авг. 2005 г. - Николаев: КП «Ник. обл. типография», - 2005. С. 101-102..
- 5 Дмитришин А.Я. Анализ характеристик высоковольтных импульсных конденсаторов с высокими значениями удельной запасаемой энергии / А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко, В.И. Гулько, И.Ю. Гребенников. // Матер. Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю «Електротехніка і електромеханіка», 2006 р. - Миколаїв: НУК, 2006. - С. 15 - 20.
- 6 Гребенников, И.Ю. Повышение энергоемкости высоковольтных импульсных конденсаторов для скважинных устройств / И.Ю. Гребенников, В.И. Гулько, А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко // Электронная обработка материалов. - 2007. - №3. - С. 74 - 76.

7 Гребенников, И.Ю. Оценка достигнутого уровня и перспективы создания высоковольтных импульсных конденсаторов для погружных электроразрядных комплексов / И.Ю. Гребенников., В.И. Гунько, А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко, И.С. Швец // Электротехника. – 2007. - №8. – С. 48 - 51.

8 Онищенко, Л.И. Создание емкостных накопителей энергии для скважинных электрогидроимпульсных устройств / Л.И. Онищенко, В.И. Гунько, И.Ю. Гребенников // Труды III Междунар. конф. «Электрическая изоляция - 2002» (Санкт-Петербург, 18-21 июня 2002 г.). – СПб.: Нестор, 2002. – С. 201.

9 Гунько В.І. Дослідження електричної міцності діелектричної системи занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів / В.І. Гунько, О.Д. Танасова, Т.А. Фещук // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів,аспірантів та молодих вчених. Автоматика та електротехніка АЕ-2023. 13-14 листопада 2023, Миколаїв. - НУК.- 2023.- С. 27-29.

Режим доступу https://www.researchgate.net/publication/375715743_Conference_AE2023.

10 Гунько В.І. Дослідження тривалої електричної міцності (ресурсу) діелектричної системи занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів / В.І. Гунько, О.Д. Танасова, Т.А. Фещук // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» СПАЕ 2024, 24-25 квітня 2024 р., Миколаїв. – НУК С. 58-61.

Режим доступу https://www.researchgate.net/publication/380270420_Conference_SPAE_2024.

11 Гунько В.І. Створення енергоємних високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних електророзрядних установок / В.І. Гунько, О.Д. Танасова, І.А. Перекупка // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» СПАЕ 2024, 24-25 квітня 2024 р., Миколаїв. – НУК. - С. 61-63.

Режим доступу https://www.researchgate.net/publication/380270420_Conference_SPAE_2024.

УДК 621.373.5

Буряк В.С., ст. викл., Мельнікова І.О., Черкасов А.О.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

ГЕНЕРАТОР СИНУСОЇДИ ХИТНОЇ ЧАСТОТИ НА ОСНОВІ ЛАНКИ ВІНА

Генератор хитної частоти (ГХЧ), або свіп-генератор (sweep generator), – це електронний пристрій, що формує електричний сигнал, частота якого плавно змінюється («хитається») від мінімального до максимального значення, а потім знову повертається до початкового. Цей пристрій може використовуватись як джерело сигналу для тестування, налагодження та перевірки вимірювальної апаратури або інших радіотехнічних пристроїв, а також для створення широкосмугових перешкод при пригнічуванні каналів зв'язку у РЕБ. Хитання частоти відбувається у певних межах, встановлених для конкретної моделі генератора. ГХЧ можуть працювати у широкому діапазоні частот – від низьких (НЧ) до високих (ВЧ) та надвисоких (НВЧ).

Метою роботи є проектування, розрахунок та імітаційне моделювання схеми ГХЧ у пакеті Multisim.

Ось основні аспекти, які обумовлюють **актуальність** розробки та використання ГХЧ:

1. **Дослідження амплітудно-частотних характеристик (АЧХ).** Це головне призначення ГХЧ. Замість того, щоб вручну змінювати частоту на звичайному генераторі та записувати покази вольметра для кожної точки АЧХ (що займатиме години), ГХЧ робить це автоматично за мілісекунди. Готовий графік залежності вихідної напруги від частоти може бути отриманий на екрані осцилографа або ПК.

2. **Налаштування фільтрів.** Без ГХЧ практично неможливо точно налаштувати складні багатокаскадні фільтри, смуга пропускання яких має бути ідеально пласкою або мати специфічну форму.

3. **Розробка та тестування засобів зв'язку.** Сучасні системи передачі даних використовують величезні частотні діапазони. ГХЧ дозволяє перевірити, як поводитиме себе підсилювач або антена на всьому робочому діапазоні (наприклад, від 2.4 ГГц до 2.5 ГГц) миттєво.

4. **Виявлення паразитних резонансів.** ГХЧ допомагає виявити небажані провали або сплески у сигналі, які можуть виникнути, наприклад, через невіддале розведення друкованої плати.

5. **Автоматизація діагностики.** При ремонті радіоелектронної апаратури ГХЧ допомагає швидко локалізувати несправний каскад, просто «прогнавши» сигнал крізь електричні / електронні кола.

6. **Навчання та наука.** Для розуміння фізичних процесів, що відбуваються у коливальних контурах, лініях передачі та антенах, візуалізація є незамінною. Використання ГХЧ допомагає перетворити «сухі» формули на «живі» графіки, що змінюються у реальному часі при зміні частот вхідного сигналу.

На рис. 1 представлена схема генератора, яку побудовано на основі неінвертуючого операційного підсилювача (ОП), охопленого частотно-залежним позитивним зворотним зв'язком через резистивно-ємнісний смуговий фільтр $R_1 C_1 R_2 C_2$, що має назву *ланки Віна*. При зміні параметрів елементів цієї ланки генератор може виробляти синусоїдальну напругу в широкому діапазоні частот. Генерована ним синусоїдальна напруга має досить малі відхилення від ідеального сигналу синусоїдальної форми.

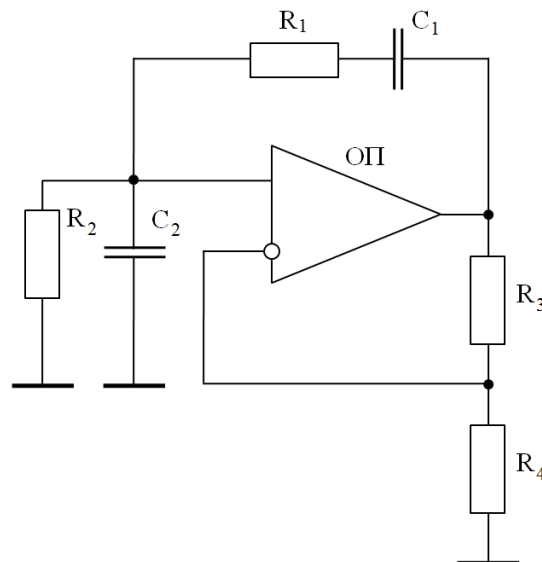


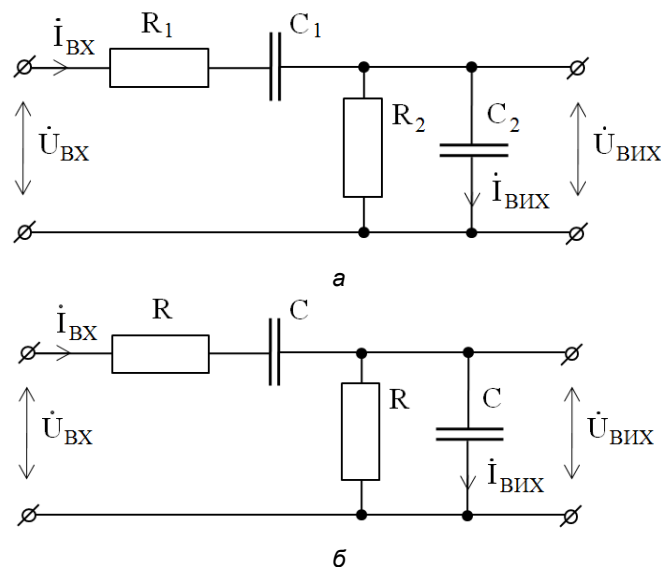
Рисунок 1 – Схема генератора, побудованого на основі ланки Віна

На рис. 2, а наведено електричну принципову схему ланки Віна. Якщо величини опорів R_1 та R_2 , а також ємностей C_1 та C_2 цієї ланки не дуже відрізняються між собою, то така ланка має згладжений квазірезонанс, тобто на її АЧХ присутній максимум на деякій частоті. Найпростіша формула для обчислення квазірезонансної частоти має місце при рівностях $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$ (рис. 2, б) – за цих умов частота квазірезонансу дорівнює:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Комплексний опір електричного кола, наведеного на рис. 2, б:

$$Z(j\omega) = R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{j\omega RC + 1} = \frac{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1}{(j\omega)^2 RC^2 + j\omega C}.$$

Рисунок 2 – Схема ланки Віна: а) опори R_1 та R_2 і ємності C_1 та C_2 різні; б) $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$

Комплексний струм, який протікає на вході електричного кола:

$$\dot{I}_{BX}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{BX}(j\omega)}{Z(j\omega)} = \frac{(j\omega)^2 RC^2 + j\omega C}{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1} \cdot \dot{U}_{BX}(j\omega).$$

Комплексний струм, який протікає крізь ємність C на виході електричного кола:

$$\dot{I}_{ВХ}(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \dot{I}_{BX}(j\omega) = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1} \cdot \dot{I}_{BX}(j\omega) = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1} \cdot \frac{(j\omega)^2 RC^2 + j\omega C}{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1} \cdot \dot{U}_{BX}(j\omega).$$

Комплексна вихідна напруга, яка знімається з ємності C на виході електричного кола:

$$\begin{aligned} \mathcal{U}_{\text{Вих}}(j\omega) &= \frac{1}{j\omega C} \cdot \mathcal{E}_{\text{Вих}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} \cdot \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1} \cdot \frac{(j\omega)^2 RC^2 + j\omega C}{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1} \cdot \mathcal{U}_{\text{Вх}}(j\omega) = \\ &= \frac{R}{j\omega RC + 1} \cdot \frac{(j\omega)^2 RC^2 + j\omega C}{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1} \cdot \mathcal{U}_{\text{Вх}}(j\omega) = \frac{j\omega RC}{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1} \cdot \mathcal{U}_{\text{Вх}}(j\omega). \end{aligned}$$

Отже, комплексна передаточна функція ланки Віна:

$$W(j\omega) = \frac{\mathcal{U}_{\text{Вих}}(j\omega)}{\mathcal{U}_{\text{Вх}}(j\omega)} = \frac{j\omega RC}{(j\omega)^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC + 1}.$$

Здійснивши заміну виразу $j\omega$ на оператор Лапласа s , отримуємо:

$$W(s) = \frac{sRC}{s^2 R^2 C^2 + 3sRC + 1}.$$

Якщо візьмемо опір $R = 150$ Ом, а ємність $C = 22$ нФ, то:

$$W(s) = \frac{s \cdot 3,3 \cdot 10^{-6}}{s^2 \cdot 1,1 \cdot 10^{-11} + s \cdot 9,9 \cdot 10^{-6} + 1}.$$

На рис. 3 наведені АЧХ і ФЧХ цієї ланки. Квазірезонансна циклічна частота позначена як ω_p .

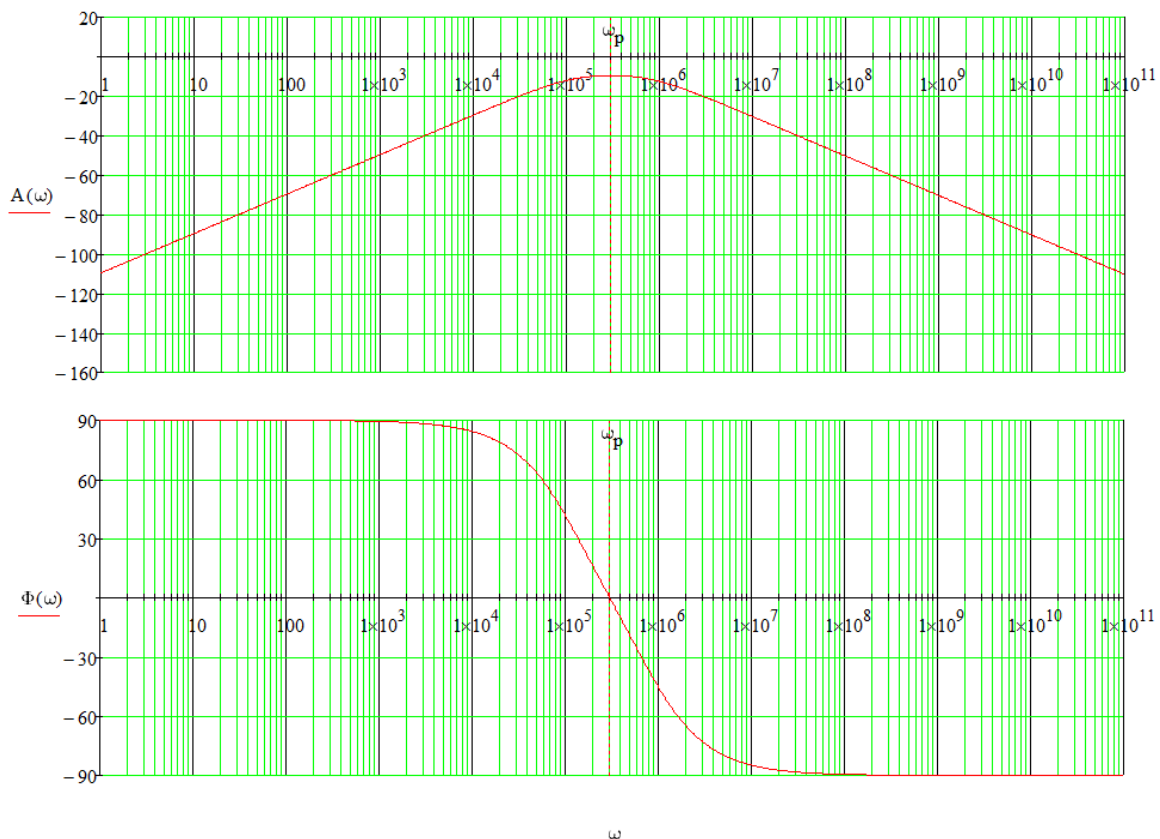


Рисунок 3 – Амплітудно-частотна (АЧХ) та фазо-частотна (ФЧХ) характеристики ланки Віна

Максимум АЧХ дорівнює:

$$M = 20 \log\left(\frac{1}{3}\right).$$

На частоті квазірезонансу фазовий зсув вихідного сигналу ланки Віна відносно вхідного сигналу дорівнює нулю, а модуль коефіцієнта передачі напруги дорівнює $1/3$.

Таким чином, для підтримки генерації коливань з малими відхиленнями від синусоїдальної форми у цьому генераторі після встановлення коливань бажаної амплітуди необхідно підтримувати коефіцієнт передачі напруги активного підсилювального елементу точно рівним 3. При коефіцієнті передачі контуру зворотного зв'язку, меншому 3, коливання загасатимуть, адже в цьому випадку система стає стійкою. При коефіцієнті передачі, більшому 3, у контурі виникатимуть наростаючі до нескінченності за амплітудою автоколивання, оскільки не виконуватимуться критерії стійкості для лінійних систем. На практиці у реальних генераторах амплітуда синусоїдальних коливань не може зрости до нескінченності, а встановлюється на певному рівні, обумовленому нелінійними властивостями активного підсилювального елементу, – наприклад, природним обмеженням за напругою живлення.

У схемі, наведеній на рис. 1, роль активного підсилювального елемента відіграє операційний підсилювач (ОП), який включений за схемою неінвертуючого підсилювача.

Коефіцієнт передачі неінвертуючого підсилювача за напругою:

$$K_U = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = \frac{R_3}{R_4} + 1.$$

Таким чином, стійка генерація синусоїдального сигналу з малими викривленнями та без коливань амплітуди забезпечуватиметься за умови:

$$R_3 = 2R_4,$$

а частота генерованої напруги дорівнюватиме квазірезонансній частоті ланки Віна.

На рис. 4 представлена симуляція роботи генератора синусоїдальних коливань на основі ланки Віна, схему якого наведено на рис. 1, у програмному продукті Multisim.

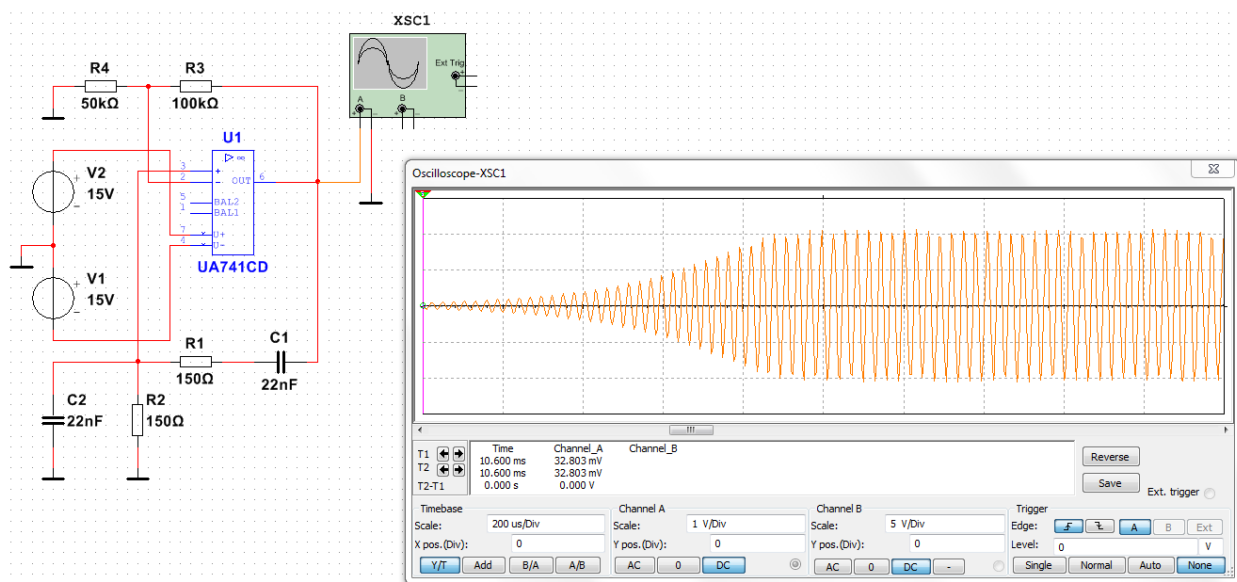


Рисунок 4 – Симуляція роботи генератора синусоїдальних коливань у програмі Multisim

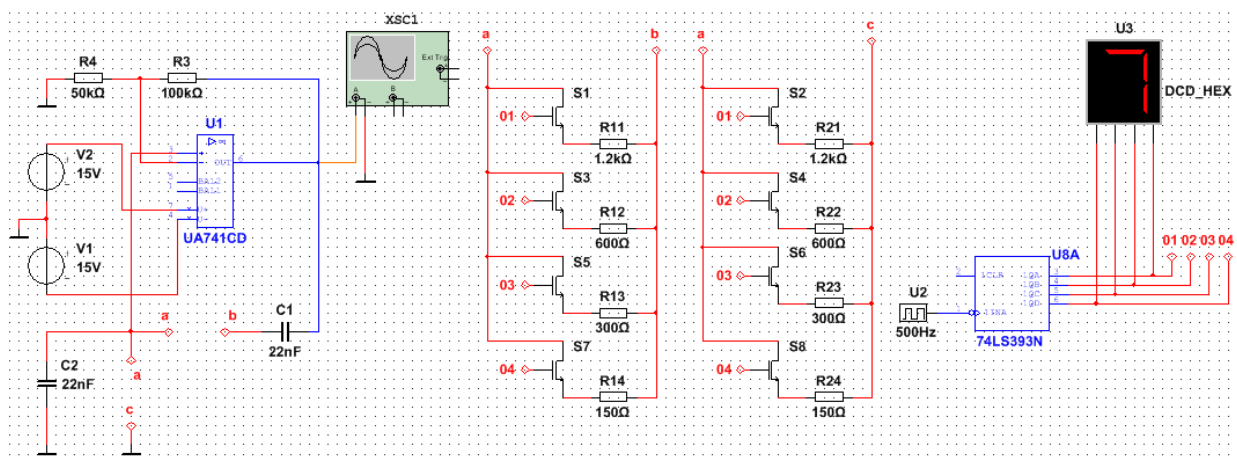
Для побудови на основі схеми (рис. 1) генератора хитної частоти (ГХЧ) необхідно забезпечити циклічну зміну параметрів ланки Віна – наприклад, одночасно і однаково змінювати величини опорів R_1 та R_2 . Для досягнення цієї мети можна застосувати цифровий лічильник імпульсів, вихідні сигнали якого керуватимуть транзисторними ключами, котрі підключатимуть потрібний резистор з набору 1.2 кОм, 600 Ом, 300 Ом, 150 Ом або формуватимуть їх потрібну комбінацію, як це запропоновано на рис. 5, а.

У табл. 1 наведені результати розрахунків деяких величин опорів $R_1 = R_2 = R$ і частот генерації f в залежності від керуючого двійкового коду з виходів лічильника імпульсів, а також процентна зміна кожної наступної частоти відносно попередньої.

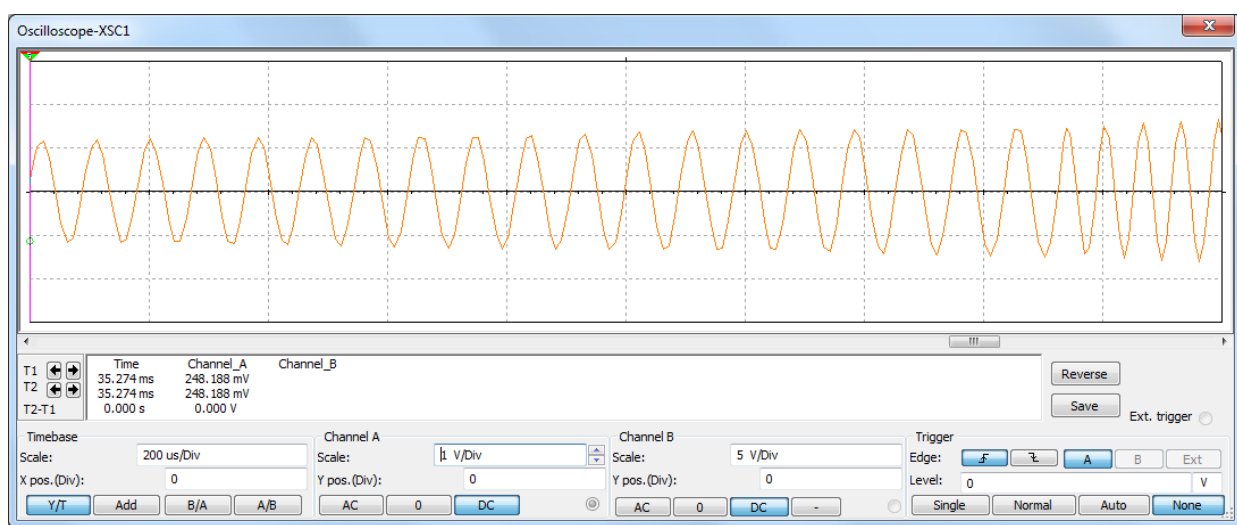
Таблиця 1 – Таблиця керування значеннями частот ГХЧ

№	Керуючі двійкові коди з виходів лічильника імпульсів				R, Ом	f, Гц	Δf , %
	4	3	2	1			
1	0	0	0	1	1 200	6 039	—
2	0	0	1	0	600	12 057	100,00
3	0	0	1	1	400	18 086	50,00
4	0	1	0	0	300	24 114	33,33
5	0	1	0	1	240	30 143	25,00
6	0	1	1	0	200	36 172	19,99
7	0	1	1	1	171	42 199	16,67
8	1	0	0	0	150	48 229	14,28
9	1	0	0	1	133	54 259	12,49
10	1	0	1	0	120	60 286	11,11
11	1	0	1	1	109	66 315	9,99
12	1	1	0	0	100	72 343	9,09
13	1	1	0	1	92	78 369	8,33
14	1	1	1	0	86	84 405	7,69
15	1	1	1	1	80	90 429	7,14

На рис. 5, б представлена осцилограма напруги з виходу ГХЧ.



а



б

Рисунок 5 – Симуляція роботи ГХЧ у програмі Multisim

Висновок. У роботі здійснено розробку та аналіз генератора синусоїдальних сигналів з можливістю автоматичної перебудови частоти (ГХЧ), побудованого на базі частотно-залежної ланки Віна.

Ключові результати дослідження:

- **Стабільність амплітуди.** Використання ланки Віна дозволило досягти високої стабільності амплітуди вихідного сигналу при зміні частоти у заданому діапазоні.
- **Якість сигналу.** Генератор забезпечує низький коефіцієнт нелінійних спотворень, що є критично важливим для точних акустичних та радіотехнічних вимірювань.

Практичне значення. Розроблена схема є оптимальним рішенням для лабораторних вимірювальних комплексів завдяки своїй відносній простоті, надійності та здатності генерувати чистий синусоїдальний сигнал у широкому спектрі частот.

Список використаних джерел

1. Гоголюк П.Ф., Гречин Т.М. Теорія автоматичного керування: Підручник. – Львів: НУ «Львівська політехніка», 2008. – 257 с.
2. Основи радіоавтоматики: Навчальний посібник. / укл. Рябенський В.М., Буряк В.С. – Миколаїв: Іліон, 2024. – 178 с.
3. Пістун Є.П., Стасюк І.Д. Основи автоматики та автоматизації: Навчальний посібник. – Львів: НУ «Львівська політехніка», 2018. – 336 с.
4. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К.: Либідь, 2007. – 656 с.
5. Теорія автоматичного керування: Навчальний посібник. / Штіфзон О.Й., Новіков П.В., Бунь В.П. – Київ: НУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», 2020. – 144 с.
6. Шаруда В.Г. Практикум з теорії автоматичного управління: Навчальний посібник. – Дніпропетровськ: НГУ, 2002. – 414 с.

УДК 536.53

Ясенко Д.А., керівник – Дьяконов О.С., к.т.н., доц.

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

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДАТЧИКІВ ТЕМПЕРАТУРИ DS18B20

DS18B20 - це популярний цифровий датчик температури з інтерфейсом 1-Wire [3]. Згаданий інтерфейс дозволяє підключати безліч сенсорів до одного піна мікроконтролера. Датчик температури працює в діапазоні -55...+125°C, має точність $\pm 0,5^\circ\text{C}$ (в межах -10...+85°C) і живиться від напруги 3,0–5,5 В. Підтримує «паразитне» живлення (два дроти замість трьох). Більшість датчиків DS18B20, що продаються на популярних китайських маркетплейсах, є клонами або підробками. Хоча вони часто працюють у простих сценаріях, підробки можуть спричиняти помилки на довгих лініях або при підключенні великої кількості сенсорів на одну шину [1].

Мета роботи – виявити технічні обмеження підроблених датчиків температури та запропонувати рішення, які б дозволяли використовувати дані датчики у проєктах, пов'язаних із моніторингом температури сонячних панелей.

Основна частина. На рис. 1 представлена система моніторингу температури фотоелектричних панелей, які розташовані на даху ННІАЕ. Датчики температури DS18B20 підключаються до відповідного вимірювального каналу модулю вводу VRC-T4 [4].

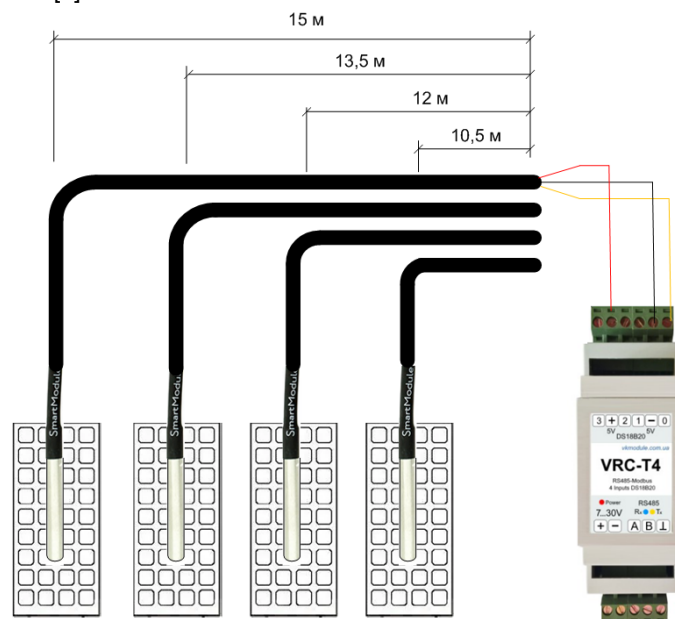
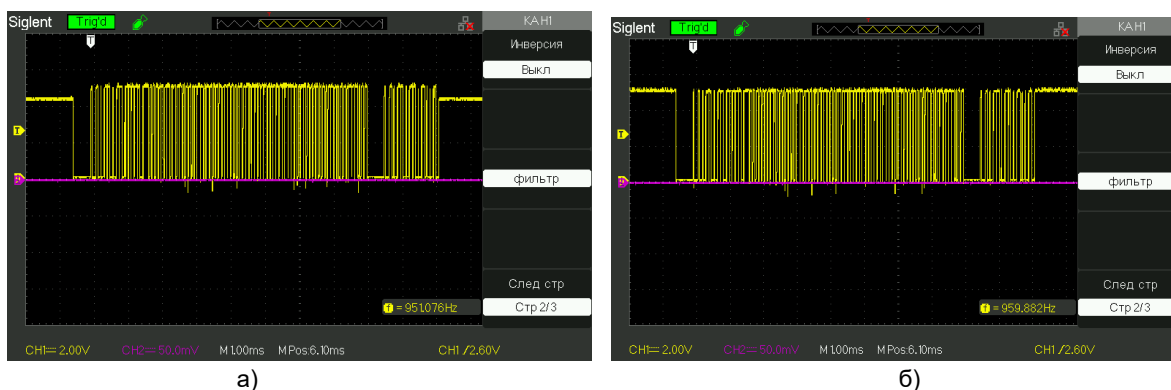


Рисунок 1 – Схема підключення датчиків DS18B20 до вимірювального модуля VRC-T4

Перед монтажем усі датчики були перевірені на працездатність, при цьому кабельні лінії були в бухтах. Після встановлення датчиків на штатні місця виявилось, що датчик 28-41-F5-79-C0-23-07-57 з найдовшою кабельною лінією (15 метрів), що підключений до 0-го каналу, постійно видає температуру 85 °C. Були отримані осцилограми обміну даних на 0-му та 1-му каналах вимірювального модуля VRC-T4 (рис. 2). З отриманих осцилограм видно, що в режимі очікування проблемний датчик температури підтягує інформаційний сигнал до рівня близько 4 В, в той час як робочий датчик - до рівня 5 В [1].



а)

б)

Рисунок 2 – Осцилограми інформаційних сигналів з датчиків температури DS18B20 на входах модуля VRC-T4: (а) - 0-й канал (проблемний датчик), (б) - 1-й канал

Для діагностування проблеми було вирішено відрізати кабельну лінію біля гільзи проблемного датчика (28-41-F5-79-C0-23-07-57) та підключити замість нього наступні датчики:

- датчик DS18B20 (28-0E-D3-69-00-00-00-1E), заявлений як оригінальний, що придбаний на платформі Prom.ua (вартість датчика - 75 грн, рис. 3,а);
- датчик DS18B20 (28-5D-F7-76-00-00-00-2C), придбаний на Aliexpress (рис. 3,б);
- датчик DS18B20 (28-74-49-A3-00-00-00-61) у гільзі, придбаний на сайті Vmodule.com.ua (вартість – 80 грн., рис. 3, в).

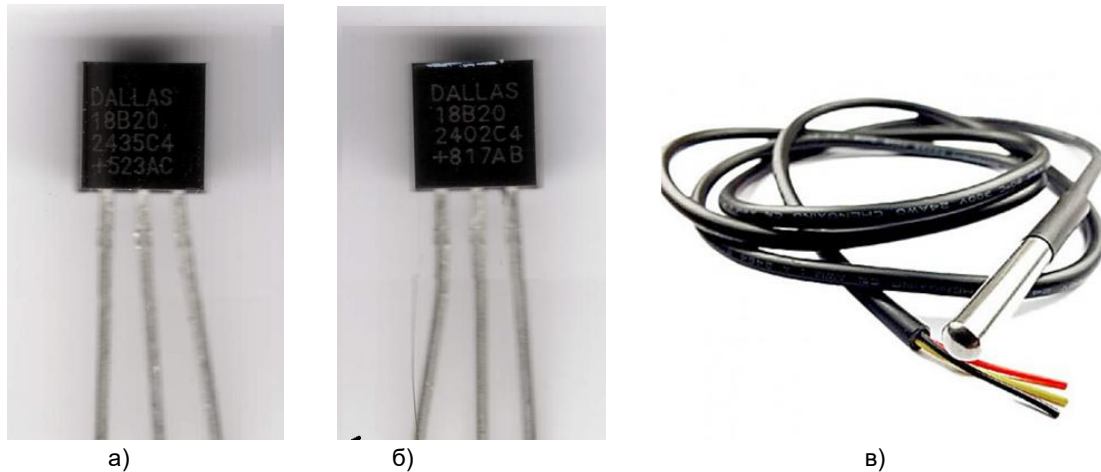


Рисунок 3 – Датчики DS18B20 в корпусі To-92 (а, б), в корпусі з нержавіючої сталі (в)

Перед підключенням усі датчики були протестовані трьома тестами. Для тестування використовувалася плата Arduino UNO та програмний скетч із дослідження автора Chris Petrich, де наведено методи виявлення підроблених датчиків DS18B20 [2].

Скетч реалізує наступні тести:

Тест №1 – перевіряє функцію температурної сигналізації згідно з даташитом. Він вимірює поточну температуру, встановлює високий поріг тривоги через команду 0x4E, запускає ініціалізацію вимірювання температури командою 0x44, потім шукає датчики, що сигналізують тривогу через команду 0xEC. Далі аналогічно перевіряється низький поріг тривоги, після чого пороги скидаються, і тривога не повинна спрацювати. Наприкінці виконується запит Recall EEPROM командою 0xB8 (рис. 4, а).

Тест №2 – дозволяє безпечно виявляти клоновані пристрої шляхом перевірки їхньої роботи з використанням стандартних команд. Проводиться аналіз формату пам'яті ROM та її CRC, а також перевірка вмісту scratchpad, де окремі байти повинні відповідати визначеним значенням і залежностям. Досліджується можливість запису даних (команда 0x4E): alarm-реєстри мають змінюватися, роздільна здатність - перемикається, а резервні байти залишаються незмінними. Додатково перевіряється коректність роботи конфігураційного реєстра при різних значеннях запису. Також аналізується процес вимірювання температури: стан лінії після запуску ініціалізації вимірювання температури та час її виконання, який повинен закономірно зростати зі збільшенням роздільної здатності (рис. 4, б).

Тест №3 - виконує агресивну класифікацію клонів за допомогою недокументованих команд. Для Family A аналізуються trim-параметри: коректна робота беззнакового параметра і зміщення відповідає оригіналу (A1), тоді як відхилення (знаковість параметра або некоректне зміщення) вказують на клони (A2, A3). Для Family B використовується команда 0x97, за значенням якої визначаються варіанти (B1, B2), а можливість запису окремих байтів scratchpad свідчить про версію B1v2. У Family C клон визначається за відсутністю змін конфігураційного реєстра при записі. Для Family D аналізується відповідь на команду 0x8B, що дозволяє розрізнити варіанти D1 і D2. У Family E застосовуються спеціальні команди читання і запису двобайтного scratchpad. Для Family F та G клон виявляється за нетиповими відповідями на команди та помилками у значеннях байтів scratchpad. Для Family H визначальним є час вимірювання, який змінюється з коефіцієнтом близько 1,41 замість 2,0 при збільшенні роздільної здатності [2] (рис. 4, в).

Результати тестування датчиків DS18B20 наведені в табл. 1. Як видно з таблиці, проблемний датчик 28-41-F5-79-C0-23-07-57 при проведенні тесту №2 має 7 помилок, тоді як інші кандидати – по 2 помилки. Загалом тестування показало, що всі датчики є клонами.

При підключенні датчиків, що зображені на рис. 3 до кабельної лінії, спостерігався почерговий прийом коректно вимірюваної температури та значення 85 °С. За допомогою осцилографа було діагностовано наявність імпульсних перешкод на лінії живлення біля датчика температури, що виявилось причиною його періодичної ініціалізації. Проблема з підключенням датчика температури було успішно усунуто шляхом встановлення конденсатора ємністю 100 нФ паралельно до лінії живлення, що забезпечило стабілізацію напруги та покращення якості сигналу.

```

COM10
]
Отправить

Your choice> 1

1. Trigger Temperature Conversion of All Sensors
2. Find Current Temperature Range
28-0E-D3-69-00-00-00-1E: 36/01/7F/80/7F/FF/0A/10/BF 19.37 oC
Number of Sensors: 1.

3. Set Alarm Registers to Trigger High Temperature Alarm
28-0E-D3-69-00-00-00-1E: 10/0F/7F Ok.
4. Trigger Temperature Conversion of All Sensors
5. Find Sensors Signalling Alarm
(this should be all sensors)
28-0E-D3-69-00-00-00-1E: 37/01/10/0E/7F/FF/09/10/EA 19.44 oC
Number of Sensors: 1. Ok.

6. Set Alarm Registers to Trigger Low Temperature Alarm
28-0E-D3-69-00-00-00-1E: 17/16/7F Ok.
7. Trigger Temperature Conversion of All Sensors
8. Find Sensors Signalling Alarm
(this should be all sensors)
28-0E-D3-69-00-00-00-1E: 37/01/17/16/7F/FF/09/10/EA 19.44 oC
Number of Sensors: 1. Ok.

9. Set Alarm Registers to Not Trigger
28-0E-D3-69-00-00-00-1E: 16/10/7F Ok.

10. Trigger Temperature Conversion of All Sensors
11. Find Sensors Signalling Alarm
(this should be no sensors)
Number of Sensors: 0. Ok.

12. Request All Sensors to Recall EEPROM

No Alarm Implementation Errors Found

☒ Автоматизувати ☐ Показати результати виведення
NL (Новая строка) 115200 бод Очистить вывод

```

a)

```

COM10
]
Отправить

3. Classify clones with an aggressive test, using undocumented function codes.
This could conceivably mess up calibration parameters. Only use this on sensors
dedicated to testing.

Your choice> 2

28-0E-D3-69-00-00-00-1E: ROM pattern pre-dates C4 die version, suggesting the chip is either over 15 years old or a clone.
Assuming sensor is a clone. Error.
Scratchpad Register: 37/01/7F/80/7F/FF/09/10/A9
Info only: Sensor is not reporting Parasite Power Mode. Ok.
Info only: Scratchpad bytes 2,3,4 (7F/80/7F): not DS18B20 default values 4B/46/7F.
Scratchpad <byte 5> = 0xFF: ok.
Scratchpad <byte 6> = 0x09: ok.
Scratchpad <byte 7> = 0x10: ok.
Last three bytes of scratchpad after sending 5 bytes: FF/09/10 ok.
Scratchpad config register <byte 4> after writing 0x00: 0x1F ok.
Scratchpad config register <byte 4> after writing 0xFF: 0x7F ok.
0x4E modifies alarm registers: ok.
0x4E accepts 10 bit resolution: ok.
0x4E preserves reserved bytes: ok.
0x4E accepts 12 bit resolution: ok.
0x4E preserves reserved bytes: ok.
Checking <byte 6> upon temperature change: ok.
Info only: Temperature reading is 19.75 oC.
Testing if end of temperature conversion can be polled: ok.
Polling status valid immediately: ok.
Conversion speed at different resolutions: 9-bit: 84 ms, 10-bit: 166 ms, 11-bit: 332 ms, 12-bit: 664 ms.
Changing resolution possible. Ok.
Conversion time doubles with each bit in resolution. Ok.
12-bit conversion slower than expected. Error.
--> Sensor is not a genuine DS18B20 based on 2 deviations.

-----

Test DS18B20 sensors attached to pin 6.
Select the test:
☒ Автоматизувати ☐ Показати результати виведення
NL (Новая строка) 115200 бод Очистить вывод

```

б)

```

COM10
]
Отправить

--> Sensor is not a genuine DS18B20 based on 2 deviations.

-----

Test DS18B20 sensors attached to pin 6.
Select the test:
0. Enumerate attached sensors.

1. Check temperature alarm function with a safe test according to datasheet.

2. Discover clones with a safe test, using only function codes documented in the datasheet.
This may be sufficient to detect clones.

3. Classify clones with an aggressive test, using undocumented function codes.
This could conceivably mess up calibration parameters. Only use this on sensors
dedicated to testing.

Your choice> 3

28-0E-D3-69-00-00-00-1E: Family A3 variant (Clone). Please report.
-----

Test DS18B20 sensors attached to pin 6.
Select the test:
0. Enumerate attached sensors.

1. Check temperature alarm function with a safe test according to datasheet.

2. Discover clones with a safe test, using only function codes documented in the datasheet.
This may be sufficient to detect clones.

3. Classify clones with an aggressive test, using undocumented function codes.
This could conceivably mess up calibration parameters. Only use this on sensors
dedicated to testing.

Your choice>
☒ Автоматизувати ☐ Показати результати виведення
NL (Новая строка) 115200 бод Очистить вывод

```

в)

Рисунок 4 – Приклад логів при виконанні тестів: (а) – Тест №1, (б) – Тест №2, (в) – Тест №3

Таблиця 1 – Результати тестування датчиків температури DS18B20

№	Датчик	Тест №1	Тест №2	Тест №3	Результат
1	28-41-F5-79-C0-23-07-57	Помилка: 0.	Помилка: 7. 1. ROM does not follow expected pattern 28-xx-xx-xx-xx-00-00-crc. Error. 2. Scratchpad <byte 6>= 0x0C: unexpected value. Error. 3. Last three bytes of scratchpad after sending 5 bytes: FF/11/22 unexpected (expected FF/<unchanged>/10). Error. 4. 0x4E preserves reserved bytes: no, got: FF/3F/22. Error. 5. 0x4E preserves reserved bytes: no, got: FF/7F/22. Error. 6. Checking <byte 6> upon temperature change: <byte 0>= 0x1E but <byte 6>= 0x7F rather than 0x02. Error. 7. 12-bit conversion slower than expected. Error.	Family B1	Клон
2	28-0E-D3-69-00-00-00-1E	Помилка: 0.	Помилка: 2. 1. ROM pattern pre-dates C4 die version, suggesting the chip is either over 15 years old or a clone. Assuming sensor is a clone. Error. 2. Info only: Scratchpad bytes 2,3,4 (7/80/7F): not DS18B20 default values 4B/46/7F.	Family A3	Клон
3	28-5D-F7-76-00-00-00-2C	Помилка: 0.	1. ROM pattern pre-dates C4 die version, suggesting the chip is either over 15 years old or a clone. Assuming sensor is a clone. Error. 2. Info only: Scratchpad bytes 2,3,4 (7F/80/7F): not DS18B20 default values 4B/46/7F.	Family F variant	Клон
4	28-74-49-A3-00-00-00-61	Помилка: 0.	1. ROM pattern pre-dates C4 die version, suggesting the chip is either over 15 years old or a clone. Assuming sensor is a clone. Error. 2. Info only: Scratchpad bytes 2,3,4 (7F/80/7F): not DS18B20 default values 4B/46/7F.	Family A variant	Клон

Висновки.

У роботі досліджено датчики температури DS18B20 та проаналізовано їх роботу в реальних умовах. За результатами проведених тестів встановлено, що всі досліджувані зразки є клонами та мають відхилення від оригінальних характеристик. Виявлені особливості їх роботи, зокрема можливі помилки та нестабільність при використанні довгих ліній зв'язку. Отримані результати свідчать про необхідність врахування обмежень таких датчиків при розробці систем моніторингу температури.

Список використаних джерел

1. DS18B20 Datasheet [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds18b20.pdf>
2. Your DS18B20 temperature sensor is likely a fake, counterfeit, clone. [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://github.com/cpetrich/counterfeit_DS18B20
3. 1-Wire Protocol. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://docs.arduino.cc/learn/communication/one-wire/>
4. Модуль "VRC-T4" (4 датчика температури DS18B20). [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://vkmodule.com.ua/RS485_modbus/VRC_T4.html
5. Report: Most DS18B20 Temperature Sensors Sold Online are Fakes or Counterfeit Parts. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.cnx-software.com/2020/07/13/fake-ds18b20-temperature-sensors-counterfeit-clones/>

УДК 629.5.065

Косориженко І.С., Жук О.К., к.т.н., доцент

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

УДОСКОНАЛЕНИЙ БЕЗКОНТАКТНИЙ ЦИФРОВИЙ ПОКАЖЧИК ДОВЖИНИ ВИТРАВЛЕНОГО ЯКІРНОГО ЛАНЦЮГА

Якірно-швартовий (брашпильний) пристрій (БП) - один з найважливіших суднових пристроїв, що відповідає за безпеку експлуатації судна в цілому. Він має забезпечити, по-перше, надійну стоянку судна на якорі за будь-яких погодних і гідрологічних умов (якщо це дозволяє глибина у даному місці) і, по-друге, операції по швартуванню судна біля причалу або на рейді.

На сучасних транспортних суднах застосовують два незалежних один від одного види управління віддачею і зняттям з якоря: місцеве ручне, коли всі операції виконуються вручну боцманом, який знаходиться безпосередньо біля брашпиля; дистанційне, з ходової рубки. У свою чергу, дистанційне керування використовується як у звичайних ситуаціях – для постановки судна на якор, так і в аварійних ситуаціях – для екстреного гальмування судна, при якому якір-ланцюг витравлюють на ґрунт і тим самим зменшують швидкість руху судна. Перед постановкою на якор судноводій визначає глибину місця (за ехолотом або лоцією). Найбільша глибина якірної стоянки, як правило, не перевищує 100 м. При віддачі якоря контролюється довжина витравленого якірного ланцюга, яка для одержання максимальної утримуючої сили має становити 3...4 глибини [3 - 4].

З урахуванням викладених обставин, для полегшення виконання судноводіями якірних операцій Регістром судноплавства України й іншими міжнародними класифікаційними асоціаціями передбачено обладнання кожного БП лічильником довжини витравленого якірного ланцюга [5 - 6]. Такий лічильник складається з відповідного датчика і двох показчиків (одного – в місцевому пульті управління брашпилем, другого – дистанційного репетира у ходовій рубці).

Відомі і широко використовуються електромеханічні лічильники з використанням сельсинів [7 - 8]. Привод сельсина-датчика в таких лічильниках здійснюється від зірочки брашпиля через циліндричні шестерні й черв'ячну передачу, приєднану гнучким валом до понижувального редуктора з великим передавальним числом. Сельсин-датчик одночасно є місцевим показчиком довжини витравленого ланцюга, оскільки поворот його вала разом з вказівною стрілкою фіксує цю довжину в метрах на циферблатній шкалі, вмонтованій в пульт керування брашпилем. Крім цього, сельсин-датчик приєднано електричною лінією зв'язку до сельсина-приймача з показчиком довжини, що знаходиться в ходовій рубці.

Основними недоліками механічних та електромеханічних лічильників є:

- висока вартість виготовлення через складність конструкції їх складових елементів;
- недостатня надійність і часті виходи з ладу кінематичної системи через фактори забруднення, підвищеної вологості повітря, попадання морської води, намерзання і т.п.;
- невисока точність;
- втрата працездатності при знеструмленні суднової мережі.

Метою даної роботи є удосконалення суднового брашпильного пристрою і підвищення його ефективності в цілому шляхом розробки високонадійного, високоточного і зручного при експлуатації безконтактного цифрового показчика довжини витравленого якірного ланцюга.

Розроблюваною мікроконтролерною системою показчиків довжини (МКСПД) оснащуються брашпильні пристрої лівого та правого борту (ЛБ та ПрБ). Структурна схема МКСПД представлена на рис.1.

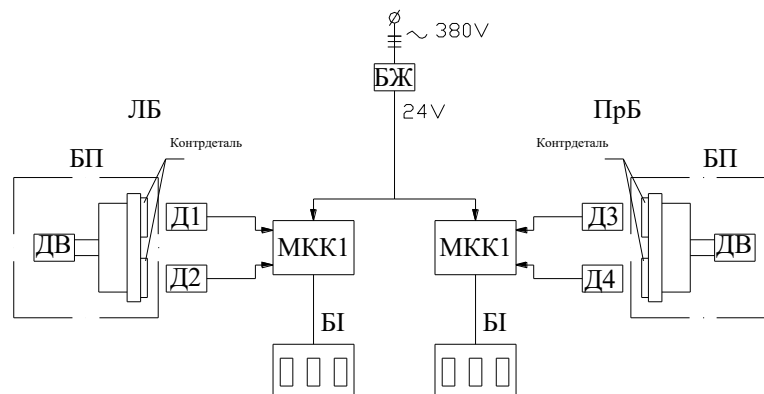


Рисунок 1

Прийняті скорочення: МКК1, МКК2 – мікроконтролерні комплекти; Д1, Д2, Д3, Д4 – безконтактні датчики положення роторів БП, жорстко зв'язаних з зірочками якірних ланцюгів; БІ – блоки індикації; БЖ – блок живлення; ДВ – приводні електродвигуни.

Система забезпечує:

- попереднє обнулення лічильників і індикаторів кнопками скидання на «0» при повністю втягнутому в кліз якорі;
- безконтактне вимірювання довжин витравлених якірних ланцюгів ЛБ та ПБ у процесі їх витравлювання чи вибирання;
- цифрову індикацію довжин витравлених якірних ланцюгів ЛБ та ПБ в метрах .

Робота комплексу МКСЛД кожного борта заснована на виробленні двофазної системи рахункових імпульсів при витравлюванні (вибиранні) кожного ланцюга за допомогою двох зсунутих відносно один одного на 70° безконтактних індуктивних датчиків наближення релейного типу (датчиків Холла) з наступним перерахунком числа імпульсів у довжину витравленого ланцюга і виводом даних на цифровий індикатор. Вироблення імпульсів датчиками відбувається в результаті обертання контрдеталей (зубців) ротора, жорстко сполученого із зірочкою БП, відносно нерухомо закріплених датчиків. Взаємне розташування ротора з контрдеталлями та нерухомих датчиків показано на рис 2,а,б.

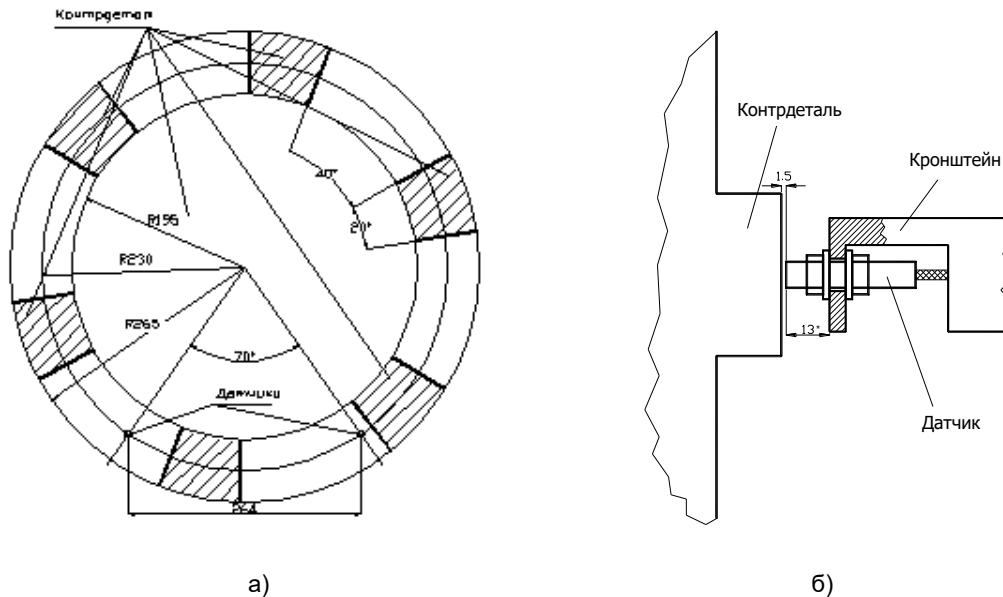


Рисунок 2

Двофазна система імпульсів, яка формується завдяки просторовому зсуву датчиків, дозволяє розпізнавати напрямок обертання зірочки брашпиля і тим самим переводити реверсивний лічильник у режим додавання чи віднімання. Часова діаграма імпульсних сигналів на виходах датчиків В1, В2 або, відповідно, В3 і В4 представлена на рис.3 .

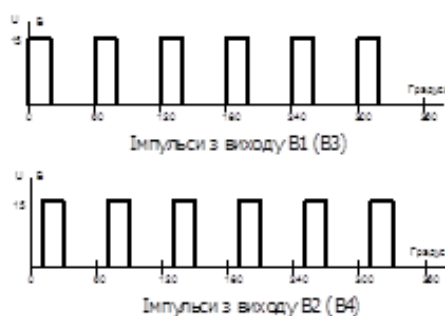


Рисунок 3

Зазначені імпульси надходять для наступної обробки відповідно на входи А0 і А4 мікроконтролерного комплексу (МКК), схема якого представлена на рис. 4. МКК складається з мікроконтролера DD1 типу P16F628 – 20I та трирозрядного блоку індикаторів на трьох семисегментних світлодіодних матрицях типу SA08-11SRWA. Напруги живлення, необхідні для роботи датчиків і МКК формуються у блоці живлення, який містить стабілізатори напруги DA1 типу MC7815 та DA2 типу L7805. Вхід БЖ підключено до бортового джерела постійної напруги 24 В, яке в разі знеструмлення дублюється акумулятором, що працює в буферному режимі. Програмно МКК виконує функції компаратора, реверсивного перерахункового пристрою, реверсивного двійково-десятькового лічильника, дешифратора, динамічного цифрового індикатора. Алгоритм роботи МКСЛД передбачає

також програмний захист системи від збоїв, викликаних короточасними імпульсними завадами, які можуть бути наведені в колах МКСПД внаслідок іскріння при комутації контакторів в силовій схемі керування тришвидкісним асинхронним двигуном електропривода БП.

При підключенні МКСПД до суднової мережі $\approx 24\text{В}$ відбувається її автоматичне обнулення. Крім того, у процесі експлуатації в разі необхідності можливе примусове обнулення системи при натисканні кнопки S1 «0».

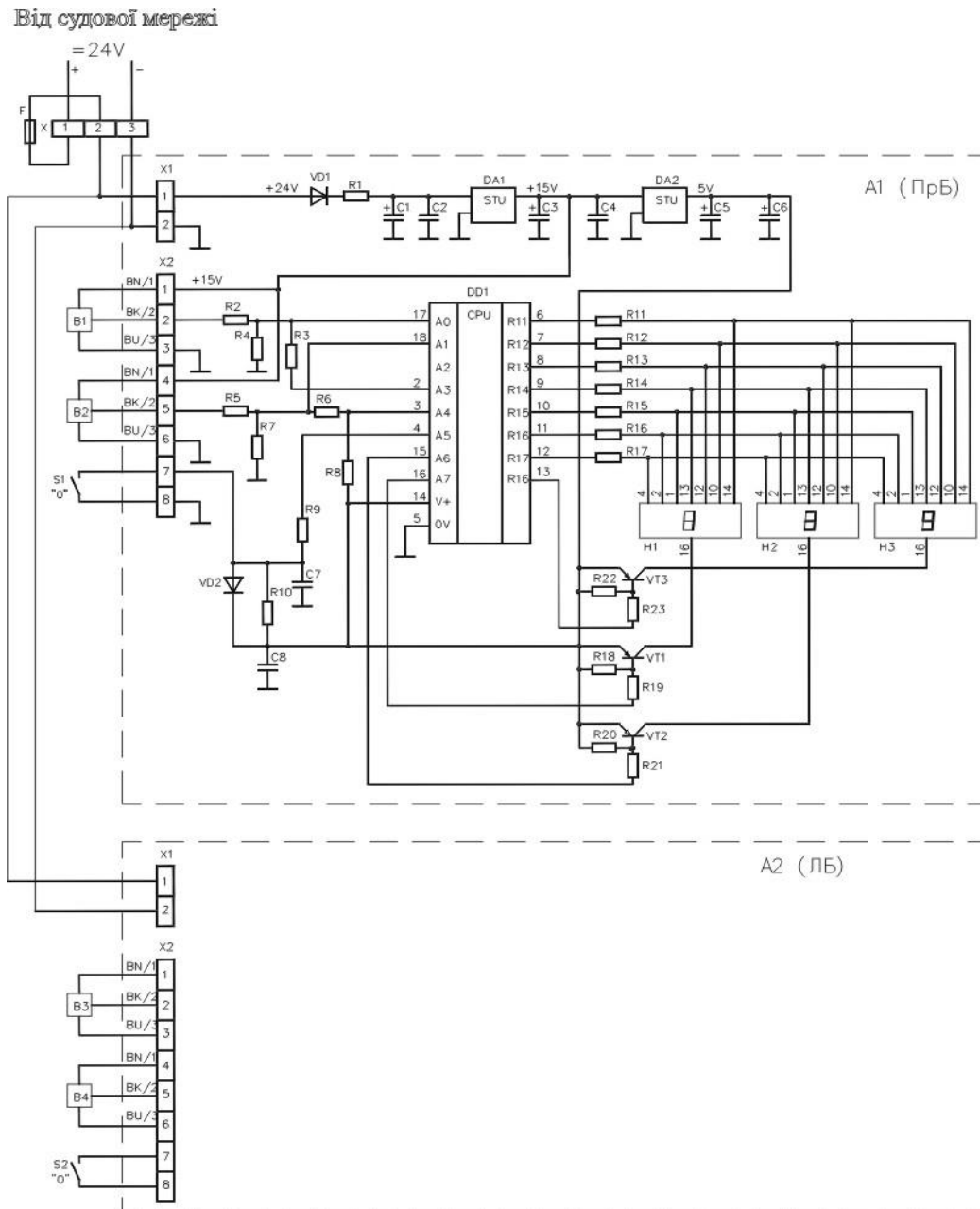


Рисунок 4

Точність вимірювання довжини витравленого якірного ланцюга $\pm 0,2 \text{ м}$.

Точність індикації довжини витравленого якірного ланцюга $\pm 1 \text{ м}$.

Конструктивно МКСПД виконується у вигляді приладу місцевого вимірювання (ПМВ) в металевому захисному корпусі для встановлення на відкритій частині судна в районі БП і приладу дистанційного вимірювання (ПДВ) в пластмасовому корпусі для встановлення в рульовій рубці. Від ПМВ до ПДВ інформаційні сигнали надходять через інтерфейс типу «струмова петля». Прилади надійно працюють при температурі повітря від -25°C до $+45^\circ\text{C}$ при відносній вологості повітря $95\pm 3\%$ при температурі $+25^\circ\text{C}$.

Висновки. Запропоновано принцип побудови, схемотехнічне рішення та алгоритм керування високонадійним, високоточним, стійким до завад і зручним при експлуатації цифровим безконтактним лічильником довжини витравленого якірного ланцюга для суднового брашпильного пристрою. Зазначену систему можна використовувати, крім вимірювання довжини, також і для одночасного контролю швидкості витравлювання за умови доповнення МКК додатковим блоком індикаторів та відповідної зміни програми мікроконтролера.

Список використаних джерел

- 1 Шарлай Г.Н. Маневрування та управління морським судном. Навчальн. посібник. – Київ : Моркнига, 2015. – 519 с.
- 2 Фрейдзон И.Р. Судовые автоматизированные электроприводы и системы. – Л.: Судостроение, 1988. – 472 с.
- 3 Регістр судноплавства України. Правила класифікації та будови суден. – Київ: «ЛОГОС». – 2012 р. – 696 с.
- 4 Правила класифікації та побудови морських суден. Том 3. – Київ.: Регістр судноплавства України, 2020.
- 5 Валько Н.Г., Котовська Н.Н. Якірний пристрій транспортного судна. Методичні вказівки – Одеса: ОНМУ, 2013.
- 6 Миронов В.В. Электрооборудование судов и его эксплуатация: конспект лекций. Для студентов подготовки бакалавров направления 1003 - «Судовождение и энергетика судов» по специальности «Эксплуатация судовых энергетических установок». / В.В. Миронов – Херсон: Херсонский морской институт, 2020 – 753 с.
- 7 Прадюх В.І. «Будова та теорія суден». Навчальний посібник. - Херсон, 2013. 149 с.
- 8 Luo, Y. (2020). Mooring Anchor. In: Cui, W., Fu, S., Hu, Z. (eds) Encyclopedia of Ocean Engineering. Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-10-6963-5_151-1

УДК 621.317.31*Козлов М.О., PhD**Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв***ВИМІРЮВАННЯ СТРУМУ ЗА ДОПОМОГОЮ ДРУКОВАНОЇ КОТУШКИ РОГОВСЬКОГО**

Трифазна система електроприводу асинхронного двигуна змінного струму потребує надійних датчиків зворотного зв'язку для вимірювання струму, швидкості та числа обертань. Такі датчики є невід'ємними частинами систем захисту двигуна та приводу, забезпечуючи його правильну роботу та запобігаючи відмовам. Для того, щоб забезпечити широкий динамічний діапазон вимірювання струму двигуна та швидке виявлення короткого замикання, датчик струму повинен мати такі характеристики: широку смугу пропускання, низькі значення нелінійності, швидкий час відгуку та суттєву нечутливість до припинення живлення системи.

Вимірювання струму традиційно виконується за допомогою одного з таких методів: прямого вимірювання через резистивний шунт, використання трансформаторів струму, застосування датчиків магнітного поля на основі ефекту Холла або стандартної котушки Роговського. Кожний з цих методів має як переваги, так і недоліки [6, 8]. Комерційно доступні котушки Роговського мають суттєвий недолік – обмежену смугу пропускання, яка зазвичай лежить у діапазоні кілогерців. Це обмежує їх використання в системах, де потрібна реєстрація високочастотних сигналів несправностей та прискорене визначення аварійних ситуацій.

Існує гостра необхідність у розробці недорогої системи вимірювання струму, яка б поєднувала такі якості: відсутність насичення магнітного осердя (якщо воно взагалі використовується), дуже високу смугу пропускання, здатність обробляти мікрвольтні сигнали без втрати роздільної здатності та видачу точної інформації про первинний сигнал струму. Саме такі вимоги висуває сучасна електроніка та системи управління об'єктами критичної інфраструктури.

Метою роботи є побудова та комплексне дослідження еталонного проекту системи вимірювання струму (TIDA-01063) розробки компанії Texas Instruments [1], яка базується на використанні друкованої котушки Роговського, прецизійного інструментального підсилювача та дельта-сигма аналого-цифрового перетворювача (АЦП) для досягнення високої лінійності в широкому діапазоні вимірювань при дуже низькій вартості компонентів та високому рівні інтеграції схеми.

Основний матеріал.

Котушка Роговського являє собою тороїдальну (бубликоподібну) конструкцію з повітряним осердям, призначену для неінвазивного вимірювання електричного струму. Принцип роботи ґрунтується на законі електромагнітної індукції Фарадея: котушка вимірює електрорушійну силу (ЕРС), що генерується змінним у часі магнітним потоком, створюваним вимірюваним струмом. Основна перевага такої конструкції – відсутність магнітного осердя забезпечує дуже високу лінійність характеристики «напруга вихідного сигналу – первинний струм» у широкому діапазоні струмів від міліампер до десятків кілоампер.

Смуга пропускання розробленого друкованого датчика Роговського досягає 20 МГц, що значно перевищує характеристики комерційно доступних аналогів. Теоретичний час встановлення становить 50 нс, що дозволяє системі оперативно реагувати на швидкі зміни струму та виявляти перехідні режими роботи. Такі параметри роблять датчик придатним для застосування в системах з жорсткими вимогами до швидкодії та точності.

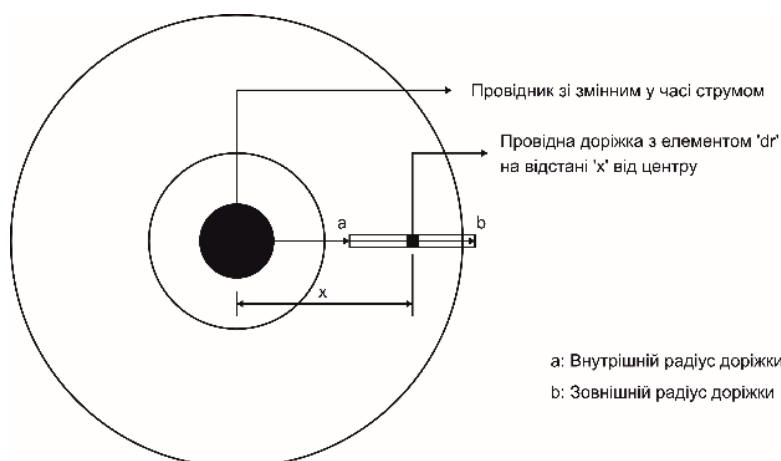


Рисунок 1 — Схематична конструкція та геометричні параметри друкованої котушки Роговського

Кількість витків у друкованій котушці обмежена її внутрішнім радіусом та технологічними можливостями виготовлення перехідних отворів у багатошаровій платі. Для забезпечення простоти та надійності виробництва друкованої плати та запобігання короткого замикання між сусідніми витками, мінімальна лінійна відстань між центрами двох сусідніх перехідних отворів повинна як мінімум утричі перевищувати різницю між діаметрами отвору та контактної площадки. Це накладає суворі обмеження на максимальне число витків та, як наслідок, на максимальну чутливість датчика.

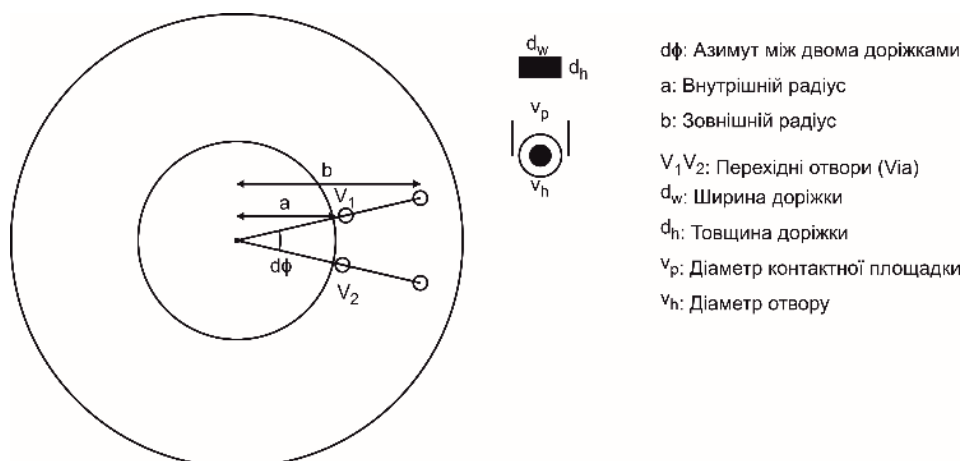


Рисунок 2 — Геометричні параметри для розрахунку максимальної кількості витків друкованої котушки

Для забезпечення високої точності та стабільності роботи системи вимірювання, інтерфейс початкової обробки сигналу реалізовано на базі сучасних прецизійних компонентів провідних виробників напівпровідникової електроніки:

- Прецизійний інструментальний підсилювач INA188 [2,7]:

Цей компонент слугує першим каскадом підсилення слабких сигналів від котушки. Завдяки запатентованій технології автоматичної компенсації зміщення (auto-zeroing), він забезпечує майже нульовий дрейф напруги зміщення, відмінну лінійність та надзвичайно низьку спектральну щільність шуму (12 нВ/√Гц) аж до постійного струму. Універсальна схема на трьох операційних підсилювачах має високий коефіцієнт послаблення синфазного сигналу (понад 104 дБ), що робить INA188 ідеальним для роботи з мікрвольтовими сигналами датчиків.

- Лінійний стабілізатор напруги LP5907 [3]:

Використовується для живлення аналогових кіл системи. Забезпечує вихідний струм до 250 мА, високий коефіцієнт пригнічення пульсацій (PSRR) та низький рівень власних шумів без потреби у додаткових фільтруючих конденсаторах. Це дозволяє значно спростити схему та зменшити кількість компонентів.

- Інвертор напруги LM2776 [4]:

Схема на комутованих конденсаторах (CMOS) формує необхідну негативну напругу з ефективністю понад 90%. Використання конденсаторів замість індуктивностей дозволяє мінімізувати габарити модуля, знизити рівень електромагнітних перешкод (EMI) та забезпечити безшумну роботу в чутливих аналітичних системах.

- Джерело опорної напруги REF2025 [5]:

Гарантує високу початкову точність (0,05%) та мінімальний температурний дрейф (8 ppm/°C) на виходах VREF та VBIAS. Синхронне відстеження цих виходів підвищує загальну точність всього сигнального тракту при мінімальному споживанні струму (до 430 мкА).

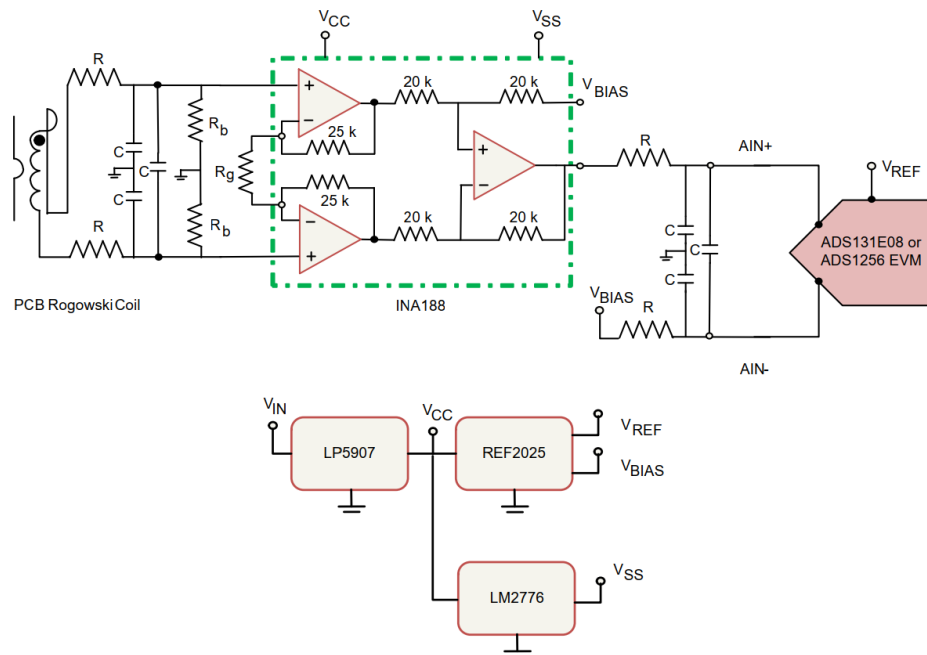


Рисунок 3 — Блок-схема інтерфейсу початкової обробки сигналу системи TIDA-01063

Цифрова обробка сигналу та інтегрування

Котушка Роговського генерує напругу, пропорційну похідній первинного струму за часом (di/dt). Для отримання фактичної форми сигналу первинного струму, необхідно інтегрувати вихідну напругу датчика. У цьому проєкті замість традиційного аналогового інтегратора (RC-кола) застосовується цифрове інтегрування за допомогою спеціалізованого алгоритму простого фільтра першого порядку, що дозволяє досягти значно кращих амплітудних і фазових характеристик порівняно з аналоговим підходом [9].

Цифровий підхід дозволяє: легко адаптувати частоту інтегрування, програмно змінювати коефіцієнти фільтру без змін апаратури, та реалізувати складніші алгоритми обробки. Для уникнення насичення виходу від постійних складових системи алгоритм містить високочастотні фільтри до та після блоку інтегрування, що забезпечує правильну роботу датчика у складних промислових умовах.

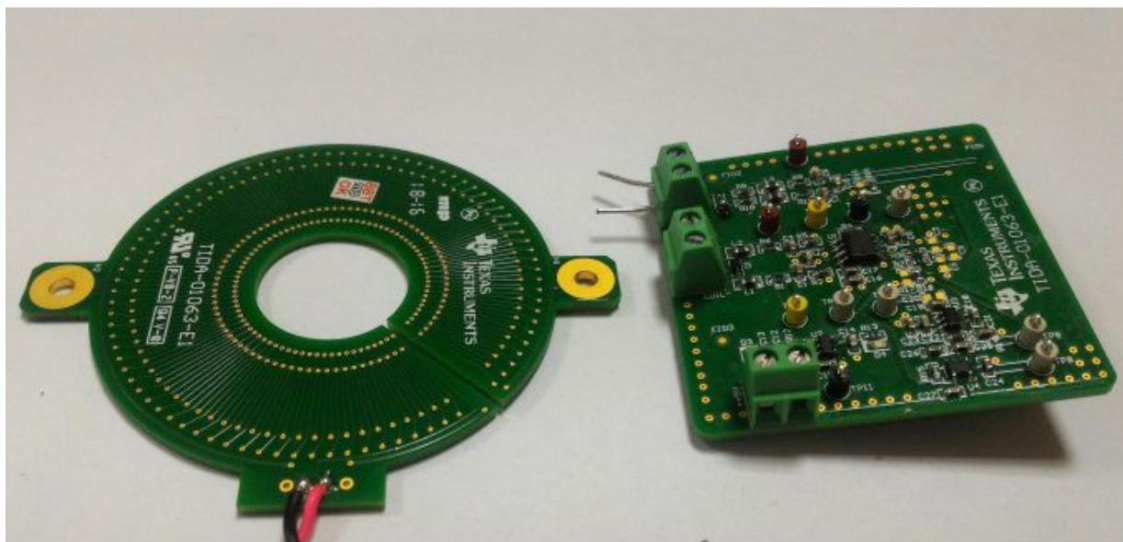


Рисунок 4 — Апаратна реалізація системи вимірювання струму

Результати тестування та характеристики

Результати комплексного тестування розробленої системи демонструють вражаючі показники точності та лінійності. Нелінійність становить 0,058% за методом найменших квадратів, а некалібрована точність досягає 0,2%. Ці значення суттєво переважають характеристики комерційно доступних аналогів і перебувають на рівні образів систем, розроблених провідними світовими дослідницькими центрами.

Система демонструє виключну придатність для застосування в системах керування двигунами HVAC (опалення, вентиляції та кондиціонування), компресорів, ліфтів та ескалаторів, де потрібна висока надійність та мала кількість компонентів для мінімізації вартості готового виробу.

Висновки.

Запропонована архітектура системи вимірювання струму на базі друкованої котушки Роговського, прецизійного підсилювача INA188 та дельта-сигма АЦП являє собою комплексне рішення для систем керування потужними електричними приводами. Система поєднує такі переваги:

- Низька вартість компонентів;
- Висока точність та лінійність (0,058% нелінійності);
- Дуже широка смуга пропускання (до 20 МГц);
- Короткий час встановлення (50 нс);
- Мінімальне споживання енергії.

Перспективи подальших робіт у цьому напрямі включають: оптимізацію алгоритмів цифрового інтегрування (наприклад, використання трапецеїдального віконного інтегрування) для покращення апроксимації кривої при нижчих частотах дискретизації АЦП, розроблення компактного модуля на базі мікроконтролера для автономної роботи датчика, та адаптацію системи для вимірювання як АС, так і DC компонент струму одночасно.

Список використаних джерел

1. Texas Instruments. TIDA-01063 Precision Low-Cost Rogowski Coil Based Current Sensing Solution. Technical Reference Design. 2020.
2. INA188 Precision Instrumentation Amplifier. Datasheet, Texas Instruments, Rev. B, 2019.
3. LP5907 250-mA Ultra Low-Dropout Linear Regulator. Datasheet, Texas Instruments, Rev. C, 2018.
4. LM2776 CMOS Voltage Converter. Datasheet, National Semiconductor Corporation, Rev. A, 2005.
5. REF2025 Precision Voltage Reference. Datasheet, Texas Instruments, Rev. B, 2019.
6. Kularatna N. Modern Electronic Test and Measuring Instruments. – Oxford: Elsevier Science Ltd., 2006. – 432 p.
7. Franco S. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits. – New York: McGraw-Hill, 4th edition, 2014. – 880 p.
8. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics. – Cambridge: Cambridge University Press, 3rd edition, 2015. – 1177 p.
9. Ziegler G. Digital Signal Processing for Measurement Systems. – Boston: Artech House Publishers, 2006. – 256 p.

УДК 681.518.3

Прищепов Є. О.

Миколаївський політехнічний фаховий коледж, м. Миколаїв

РЕФЛЕКТОМЕТРИЧНИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ТЕМПЕРАТУРИ

Одним з найбільш поширених видів вимірювань є вимірювання температури. Це призвело до розробки цілого ряду методів вимірювання температури.

При створенні вимірювальних перетворювачів температури використовується залежність фізичних властивостей речовин від температури. Часто використовується залежність об'єму рідини від температури. Це явище покладено в основу рідинних термометрів [1]. Такі переваги, як невибагливість, простота в користуванні, дешевизна, стабільність характеристик забезпечили їх широке застосування в діапазоні вимірювань від –200 до 1200°C. Недоліки рідинних термометрів зумовлені труднощами їх узгодження з електричними системами перетворення первинної інформації. Пропонується вирішення цієї задачі за допомогою методу імпульсної рефлектметрії [2]. Використання методу імпульсної рефлектметрії дозволяє створювати датчики для вимірювання різних фізичних величин [3-5].

Метод імпульсної рефлектметрії заснований на аналізі реакції об'єкта, що досліджується, на короткий зонduючий імпульс [2]. Під коротким імпульсом в даному випадку розумітиметься як імпульс наносекундної тривалості, так і більш тривалий імпульс з фронтом наносекундної тривалості. Реакція виявляється у появі відбитих від неоднорідностей об'єкта імпульсів. Аналізуючи рефлектграму (сукупність зонduючого та відбитих імпульсів), можна визначити відстань до неоднорідності за формулою:

$$L = 0,5 \cdot v \cdot t_d, \quad (1)$$

де v – швидкість поширення імпульсу;

t_d – час затримки відбитого імпульсу відносно зонduючого.

Метою роботи є узгодження рідинних термометрів з електричними системами перетворення первинної інформації за допомогою методу імпульсної рефлектметрії.

Чутливий елемент рефлектметричного вимірювального перетворювача температури (рис.1) складається з резервуара, що містить термометричну рідину, і приєднаної до нього герметичної коаксимальної двопровідної лінії, частково заповненої надлишковою рідиною.

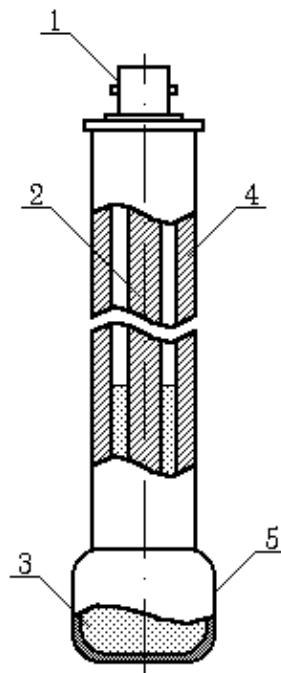


Рисунок 1 – Чутливий елемент рефлектиметричного вимірювального перетворювача температури:

1 – роз'єм; 2 – центральний провідник коаксимальної лінії; 3 – термометрична рідина;

4 – зовнішній провідник коаксимальної лінії; 5 – резервуар

При зміні температури змінюється висота стовпчика рідини в коаксимальній лінії. Визначення висоти стовпчика здійснюється методом імпульсної рефлектиметрії аналогічно визначенню рівня рідини в резервуарі [3]. Коаксимальна лінія зондується імпульсом наносекундної тривалості. У місці, де розташована вершина стовпчика, виникає неоднорідність хвильового опору. Відстань від генератора зондуючого імпульсу до вершини стовпчика рідини визначається за затримкою відбитого від неоднорідності імпульсу відносно зондуючого і далі перераховується у значення температури на основі калібрувальних даних.

При виборі термометричної рідини необхідно керуватися низкою критеріїв. Серед термометричних рідин найбільшого поширення набула ртуть. Однак ртуть і її сплави дуже токсичні. Органічні рідини (етилловий спирт, петролейний ефір, керосин, толуол, пентан та ін.) значно чутливіші до зміни температури: їх коефіцієнт температурного розширення на порядок вищий, ніж у ртуті. Крім того, їх гранично допустима концентрація в повітрі на 3–5 порядків вища, ніж у ртуті. Тому в рефлектиметричному вимірювальному перетворювачу температури доцільно використовувати органічні рідини.

Приріст висоти стовпчика рідини в коаксимальній лінії при зміні температури визначається за формулою:

$$\Delta H = \frac{4 \cdot \beta \cdot V_0 \cdot \Delta t}{\pi \cdot (D^2 - d^2)}, \quad (2)$$

де β – коефіцієнт об'ємного розширення;

V_0 – об'єм резервуара;

Δt – зміна температури;

D – внутрішній діаметр зовнішнього провідника коаксимальної лінії;

d – діаметр центрального провідника коаксимальної лінії.

При розрахунку рефлектиметричного вимірювального перетворювача температури необхідно враховувати, що від значень діаметрів D і d залежить також хвильовий опір коаксимальної лінії, який у даному випадку визначається за формулою:

$$W = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}, \quad (3)$$

де ϵ – діелектрична проникність заповнення між провідниками лінії.

При розрахунку хвильового опору необхідно враховувати діелектричну проникність парів термометричної рідини.

При виборі термометричної рідини необхідно також враховувати, що амплітуда відбитого імпульсу повинна бути більшою за рівень шумів рефлектограми (сукупності зондуючого та відбитих імпульсів). Амплітуда відбитого імпульсу пов'язана з коефіцієнтом відбиття зондуючого імпульсу від неоднорідності хвильового опору в місці

розташування вершини стовпчика. Коефіцієнт відбиття в даному випадку залежить від діелектричної проникності термометричної рідини:

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\varepsilon_1} - \sqrt{\varepsilon_2}}{\sqrt{\varepsilon_1} + \sqrt{\varepsilon_2}}, \quad (4)$$

де ε_1 – діелектрична проникність середовища над стовпчиком;

ε_2 – діелектрична проникність термометричної рідини.

Висновки. Використання методу імпульсної рефлектометрії дозволило вирішити задачу узгодження рідинних термометрів з електричними системами перетворення первинної інформації. Був розроблений чутливий елемент вимірювального перетворювача температури на основі коаксіальної лінії.

Список використаних джерел

1. Метрологія [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: Н.М. Зацепкіна. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 397 с.
2. Andrews J.R. Time Domain Reflectometry // Symposium and Workshop on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining. – Washington: Bureau of Mines, 1994. – P. 4-13.
3. Zhukov Y.D., Gordeev B.N., Greshnov A.Y., Prischepov E.O. Onboard computer aided system for monitoring and control of stability affecting parameters // Proc. of the 6-th International Conf. on Stability of Ships and Ocean Vehicles (STAB'97). – Varna (Bulgaria), 1997. – V. II. – P. 239-245.
4. Гордеев Б.М., Прищепов Є.О. Модульний принцип побудови базового блоку рефлектометричної інформаційно-вимірювальної системи. Матеріали Міжнар. наук. –практ. симпозіуму «Проблеми суднобудування: стан, ідеї, рішення». – Миколаїв: УДМТУ, 1997. – С. 258.
5. Zhukov Y.D., Gordeev B.N., Logvinenko Y.I., Prischepov E.O. Computerized maritime polymetric systems // Proc. of the 2-th International Conf. on Marine Industry (MARIND'98). – Varna (Bulgaria), 1998. – V. III. – P. 245-252.

СЕКЦІЯ 2. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ КОМПЛЕКСИ, ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ І АПАРАТИ

УДК 629.12:629.56

Волянський Ю. С., Мицик А. І. аспіранти PhD, Волянська Я. Б., д.т.н.

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ТА УПРАВЛІННЯ ПОТОКАМИ ПОТУЖНОСТІ ДЕЦЕНТРАЛІЗОВАНИХ СОНЯЧНИХ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЙ В УМОВАХ ТЕХНІЧНИХ ОБМЕЖЕНЬ

Трансформація енергосистеми України відбувається у критичних умовах, де глобальний тренд на декарбонізацію поєднується з локальною потребою у відновленні пошкодженої магістральної інфраструктури. Це зумовлює перехід від жорсткої ієрархічної моделі до гнучкої розсосередженої архітектури. Основним драйвером цього процесу є приватні сонячні електростанції (СЕС) малої та середньої потужності (0,4–10 кВт), інтегровані безпосередньо у розподільчі мережі низької напруги. Проте їх масове хаотичне впровадження створює низку технічних суперечностей, що потребують наукового розв'язання, а неузгодженість архітектури СЕС із динамічними лімітами мереж, призводить до неефективного використання встановленої потужності фотомодулів.

Метою роботи є розробка методики управління потоками потужності СЕС на основі ієрархічної моделі показників для оцінки динаміки роботи станції з урахуванням природних та технічних чинників.

Масове впровадження приватних СЕС створює конфлікт між бажанням власника максимізувати дохід (через перерозмірені PV-поля) та технічними лімітами мереж. Проведено аналіз ключових техніко-технологічних суперечностей.

1. Конфлікт «DC-надлишок – AC-ліміт». У сучасній практиці проектування спостерігається тенденція до значного перевантаження інверторів (коефіцієнт DC / AC сягає 1,3–1,5). Причиною цього є бажання збільшити виробіток у хмарні дні та в перехідні періоди (ранок / вечір). Як наслідок, виникнення явища *clipping* – примусового обмеження вихідної потужності інвертора на рівні його номіналу або ліміту мережі. Це призводить до виникнення «енергетичного вакууму» (невикористаного потенціалу), який у поточних моделях управління просто розсіюється у вигляді тепла на напівпровідниках.

2. Проблема ідентифікації прихованих втрат. Існуючі системи моніторингу фіксують лише фактичний відпуск енергії. Проте для адекватної оцінки стану активів необхідно розділяти втрати: забруднення, затінення, температурну деградацію, старіння напівпровідникових структур, а також технічні обмеження – втрати через *clipping* та невідповідність алгоритмів **MPPT (Maximum Power Point Tracking)** динамічним умовам освітленості.

3. Відсутність гнучкості. Більшість станцій під «зелений» тариф не мають систем накопичення, що робить їх невіддатними під час повних блекаутів.

Отже, відсутність інтелектуальних моделей узгодження генерації з внутрішнім попитом знижує загальну енергоефективність системи. Запропоновано комплексну методику оцінки, яка базується на ієрархічній моделі показників, що розділяє ефективність по двох сторонах:

- сторона постійного струму (DC) оцінює реальний стан фотомодулів, їх деградацію та вплив погоди;

- сторона змінного струму (AC) оцінює ефективність використання інфраструктури та дотримання договірних лімітів.

Методика включає в себе трьохетапний алгоритм обробки даних та прийняття рішень.

Етап 1. Аналітична фільтрація та нормалізація.

Перед аналізом масив даних проходить очищення від аномалій (мережеві збої, сервісні роботи). Важливим елементом є нормалізація питомого вироблення до встановленої потужності. Розраховуються ефективність генерації панелей та ефективність використання мережевого ресурсу.

Етап 2. Розрахунок інтегрального показника Performance Ratio (PR).

Цей показник розглядається як критерій технічної досконалості станції. Відображає якість системи (сучасний рівень – 75–85 %), нівелюючи вплив погодних умов, дозволяє порівнювати СЕС у різних кліматичних зонах. Доведено, що для об'єктів із високим коефіцієнтом DC / AC показник PR має розраховуватися з урахуванням теоретично можливої енергії, а не лише фактично обмеженої інвертором. Це дозволяє виявити реальний потенціал для впровадження систем накопичення.

Етап 3. Математичне моделювання деградації.

Застосовується модель лінійного зниження потужності. Дослідження показує, що через 10 років експлуатації фактична потужність панелей знижується на 5–8 %, що автоматично зменшує тривалість періодів *clipping* та змінює економічний профіль проекту. Встановлено, що ігнорування щорічної втрати потужності (0,5–0,8 %) призводить до некоректної діагностики системи як «несправної» у другій половині життєвого циклу.

Запропоновано алгоритм ідентифікації недоотриманої енергії, за допомогою якого проводиться:

- моніторинг. Порівняння розрахункової потужності PV-поля (на основі датчиків інсоляції) з фактичною AC-потужністю);

- діагностика. Якщо розрахункова потужність більше потужності AC-ліміту, система фіксує обсяг енергії, який може бути перенаправлений;

- перерозподіл. Замість обмеження генерації, інтелектуальний контролер спрямовує надлишок на зарядку буферних акумуляторних батарей; живлення термічних акумуляторів (бойлерів, теплових насосів); виконання енергоємних технологічних процесів усередині об'єкта.

Отже, запропонований алгоритм ідентифікації недоотриманої енергії дозволяє кількісно визначити обсяг енергії, що втрачається через обмеження інвертора. Це є науковим підґрунтям для розрахунку ємності систем накопичення енергії, які могли б акумулювати цей надлишок.

Висновки. На основі проведеного аналізу обґрунтовано, що проектування з перевантаженням (high DC / AC) є виправданим кроком, що забезпечує «плато» максимальної генерації протягом доби, компенсуючи природне старіння панелей. Доведено, що високий коефіцієнт DC / AC є економічно доцільним навіть за наявності значних *clipping losses*, оскільки він гарантує стабільність доходу в умовах деградації модулів протягом 25-річного циклу. Розподіл показників на сторони DC та AC дозволяє чітко ідентифікувати джерело неефективності, а оцінка енергії обмеження (*clipping*) дає змогу обґрунтувати доцільність впровадження акумуляторів для перенаправлення надлишків на власні потреби. Результати дослідження сприяють підвищенню енергоефективності та автономності розподільчих мереж в умовах нестабільного енергопостачання.

Розроблена методика дозволяє створити цифрові системи моніторингу, які в реальному часі пропонують алгоритми перерозподілу надлишків енергії, прогнозувати навантаження на мережу та уникати перенапруг у вузлах приєднання малих СЕС. Методика забезпечує перехід від пасивного спостереження за генерацією до активного управління потоками потужності. Це дозволяє не лише підвищити комерційну вигоду проектів, а й створити фундамент для стабільної роботи децентралізованих енерговузлів в умовах трансформації національної енергосистеми.

Список використаних джерел

1. Про посилення України шляхом децентралізації енергетичної системи. International Energy Agency (IEA), 2024. – 98 с. Режим доступу: <https://www.iea.org/reports/empowering-ukraine-through-a-decentralised-electricity-system>.
2. Beyoğlu, M. F. Determination of Optimal DC / AC Ratio for Grid-Connected Photovoltaic Systems / M. F. Beyoğlu, M. Demirtas // Celal Bayar Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi. – 2023. – Vol. 19 (1). – P. 19–29. DOI: 10.18466/cbayarfbe.1200284.
3. Balfour, J. Masking of photovoltaic system performance problems by inverter clipping and other design and operational practices / Balfour, J., Hill R., Walker A., Robinson G., Gunda T., Desai J. // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2021. – Vol. 145. – Article 111067. DOI: 10.1016/j.rser.2021.111067.
4. Deceglie, M. G. Light and elevated temperature induced degradation (LeTID) in a utility-scale photovoltaic system / Deceglie M. G., Silverman T. J., Johnston S., Rand J. A. // IEEE Journal of Photovoltaics. – 2020. – Vol. 10 (4). – P. 1084–1092. DOI: 10.1109/JPHOTOV.2020.2989168.
5. Панченко, В. В. Дослідження впливу деградації сонячних панелей на ефективність роботи сонячної електростанції / В. В. Панченко, Р. О. Харін // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2023. – № 28 (3). – с. 73–82.

УДК 681.5

Рачинський А.В., аспірант каф. автоматики, Білюк І.С., к.т.н., доц. каф. автоматики, Козлов А.Ю., PhD, викладач каф. автоматики

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

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ХВИЛЬОВОЇ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЇ

Сучасний розвиток енергетики характеризується зростаючою потребою у впровадженні відновлюваних джерел енергії, особливо у прибережних регіонах, де доступ до централізованих електромереж є обмеженим або економічно недоцільним. Одним із перспективних напрямів є використання хвильової енергії, яка має значний потенціал і здатна забезпечувати більш стабільну генерацію у порівнянні з сонячною та вітровою енергетикою. У зв'язку з цим актуальним є дослідження автономних хвильових електростанцій, що можуть функціонувати незалежно та забезпечувати енергією локальні об'єкти інфраструктури [1, 2].

Метою роботи є дослідження експлуатаційних характеристик автономної хвильової електростанції типу point absorber (точковий поглинач), яка перетворює енергію хвильових коливань у електричну енергію.

Основна ідея полягає у використанні вертикальних коливань буя під дією хвильового фронту з подальшою передачею механічної енергії до системи відбору потужності (ПТО) та генератора.

Аналіз сучасних досліджень показує, що особлива увага приділяється системам малої та середньої потужності, які можуть працювати в умовах низького хвильового потенціалу. Важливими аспектами є оптимізація геометричних параметрів буя, узгодження частотних характеристик системи з хвильовим середовищем, а також підвищення ефективності перетворення енергії. Значну роль відіграють гідродинамічні процеси взаємодії хвиль та конструкції перетворювача, що визначають ефективність роботи всієї системи [3].

Одним із ключових параметрів є питома потужність хвильового потоку, яка залежить від висоти хвилі та її періоду. Дослідження показало, що при висоті хвилі в межах 0,7–1,5 м та періоді 5–6 с питома потужність становить приблизно 2,5–8,3 кВт/м. При збільшенні висоти хвилі спостерігається квадратичне зростання енергетичного потенціалу, що підтверджує класичні теоретичні залежності. Максимальні значення потужності досягаються при висоті хвилі близько 2 м, де енергетичний потенціал перевищує 14 кВт/м (див. рисунок 1).

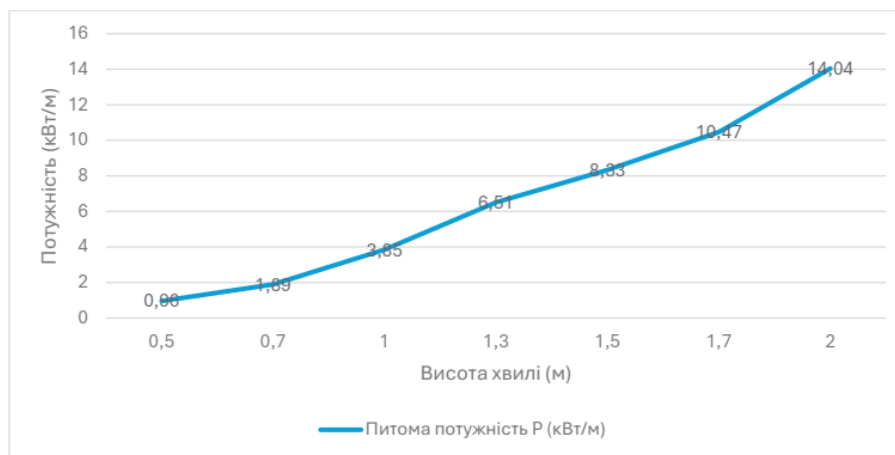


Рисунок 1 - Залежність питомої потужності хвилі від висоти хвилі

Важливим етапом дослідження є аналіз амплітудно-частотної характеристики коливальної системи буя. Було встановлено, що максимальна ефективність поглинання енергії досягається в області резонансу, яка відповідає частоті близько 0,20 Гц. Це свідчить про правильний вибір масово-інерційних та геометричних параметрів конструкції, що забезпечують узгодження з характерним хвильовим режимом прибережних зон. За межами резонансної області спостерігається зниження амплітуди коливань, що пов'язано з демпфуючими властивостями системи (див. рисунок 2).

Ефективність системи відбору потужності (РТО) є одним із визначальних факторів загальної продуктивності електростанції. За результатами дослідження її значення становить 28–41% залежно від умов роботи та характеристик хвильового навантаження. Такі показники відповідають сучасним міжнародним стандартам і є типовими для установок малої потужності.

Номинальна потужність генератора досліджуваної установки становить 5 кВт. При цьому добове виробництво електроенергії знаходиться в межах 80–92 кВт·год, що є достатнім для забезпечення енергією малих прибережних об'єктів, таких як навігаційні системи, телеметричні станції, сенсорні комплекси або автономні наукові пункти. Важливо зазначити, що навіть при зниженні хвильової активності в нічний час генерація не припиняється, а лише зменшується до рівня 2,8–3,3 кВт·год.

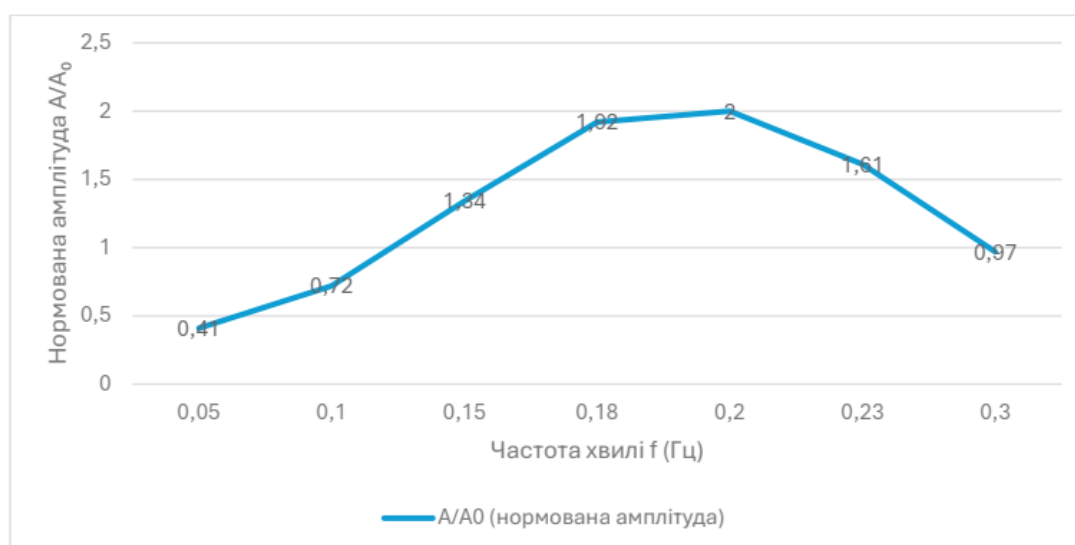


Рисунок 2 - Амплітудно-частотна характеристика коливальної системи буя

Дослідження добового профілю генерації показало, що виробництво електроенергії має стохастичний характер, обумовлений природною змінністю хвильового середовища. Максимальні значення генерації

спостерігаються у денний період, коли хвильова активність є більш інтенсивною. Для забезпечення стабільності електропостачання доцільно використовувати буферні системи накопичення енергії, які дозволяють згладжувати коливання генерації.

Конструктивні параметри установки передбачають її розміщення на глибині 12–18 м, що забезпечує оптимальні умови для формування хвильового процесу та зменшує вплив дна. Це також спрощує монтаж і обслуговування системи, роблячи її придатною для використання у більшості прибережних регіонів.

Висновки. Отримані результати підтверджують, що автономні хвильові електростанції типу точкового поглинача є ефективним рішенням для забезпечення енергією прибережних територій із помірним хвильовим потенціалом. Вони здатні працювати в умовах змінного хвильового клімату, забезпечуючи стабільне електропостачання за рахунок поєднання генерації та накопичення енергії.

Перспективи подальших досліджень пов'язані з удосконаленням конструкції буя, підвищенням ефективності системи РТО, а також впровадженням адаптивних систем керування генерацією. Додатково важливим напрямом є інтеграція таких установок у локальні енергетичні мікромережі, що дозволить підвищити енергетичну незалежність прибережних регіонів.

Таким чином, розвиток автономних хвильових електростанцій відкриває нові можливості для створення стійких та екологічно чистих енергетичних систем, здатних забезпечити потреби віддалених та прибережних територій.

Список використаних джерел

1. International Electrotechnical Commission. IEC 62600-101: Marine Energy – Wave, Tidal and Other Water Current Converters – Part 101: Wave Energy Resource Assessment and Characterisation. Geneva: IEC, 2015. URL: <https://webstore.iec.ch/publication/22293>.
2. International Electrotechnical Commission. IEC TS 62600-2: Marine Energy – Wave, Tidal and Other Water Current Converters – Part 2: Design Requirements for Marine Energy Systems. Geneva: IEC, 2016. URL: <https://webstore.iec.ch/publication/24764>.
3. Капітанчук К., Андрійшин М. Характеристики потужності хвильової електростанції з гнучкою енергопоглинальною поверхнею в умовах внутрішнього моря. Наукоємні технології. № 61(1). Київ, 2024. С. 94–101. <https://doi.org/10.18372/2310-5461.61.18517>

УДК 681.5

Льовкін В.С., аспірант каф. автоматики, Білюк І.С., к.т.н., доц. каф. автоматики, Іванов А.В., PhD, викладач каф. автоматики

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

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕНЕРГІЇ МОРСЬКИХ ХВИЛЬ В УМОВАХ ЧОРНОГО ТА АЗОВСЬКОГО МОРІВ

У роботі розглянуто порівняльну ефективність хвильових електростанцій і сонячних панелей в умовах українського узбережжя Чорного та Азовського морів. Актуальність дослідження зумовлена необхідністю вибору найбільш стабільних та ефективних джерел відновлюваної енергії для прибережних територій. Основна увага приділяється аналізу добових і сезонних профілів генерації, варіабельності потужності, а також потреби в системах акумуляції енергії.

Метою роботи є аналіз ефективності перетворювачів енергії морських хвиль в умовах Чорного та Азовського морів.

Встановлено, що природні умови українського узбережжя створюють передумови для використання обох типів генерації. Хвильова енергетика базується на стабільному, хоча й помірному енергетичному потенціалі морських хвиль. Середня висота хвиль становить 0,5–2,2 м, період — 3–6 с, а питома потужність — 2–8 кВт/м. У штормових умовах ці показники можуть суттєво зростати, однак це супроводжується підвищеними механічними навантаженнями та обмеженнями експлуатації. Водночас сонячна енергетика характеризується високими показниками інсоляції в південних регіонах України — 1350–1650 кВт·год/м² на рік, що забезпечує значний потенціал виробництва електроенергії [1].

Дослідження показало, що хвильові електростанції здатні працювати більш рівномірно протягом доби, оскільки не залежать від добового циклу освітлення. За питомої хвильової потужності 5–7 кВт/м установка номіналом 5 кВт може генерувати 70–95 кВт·год на добу. Водночас варіабельність виробітку становить близько $\pm 30\%$, що зумовлено змінами хвильового спектра. Завдяки налаштуванню системи відбору потужності (РТО) та параметрів генератора можливо підвищити стабільність генерації та адаптувати систему до реальних умов [1].

Сонячні панелі демонструють інший характер роботи. Їхня генерація має чітко виражений добовий цикл із максимумом у денний час і повною відсутністю виробітку вночі. У літній період добова генерація становить 4,5–6,2 кВт·год на 1 кВт встановленої потужності, тоді як узимку вона знижується до 1,1–1,8 кВт·год/кВт. Таким чином, спостерігається значний сезонний дисбаланс. Додатковим фактором є температурні втрати: при нагріванні панелей до 55–65 °C їхній ККД зменшується на 8–12 %.

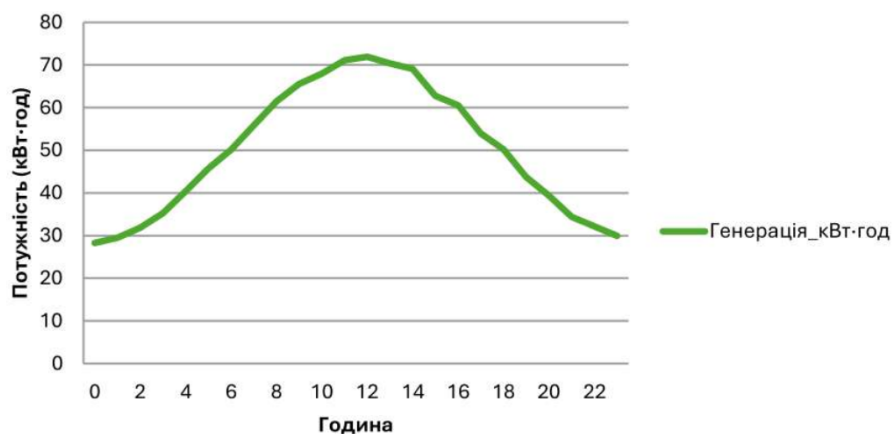


Рисунок 1 – Добова генерація хвильової електростанції

Порівняння добових профілів показало, що хвильові електростанції забезпечують більш плавний і безперервний характер генерації, хоча й мають стохастичну природу. Сонячні панелі, навпаки, працюють передбачувано, але з різкими переходами між фазами генерації та простою. Це безпосередньо впливає на вимоги до систем накопичення енергії. Для хвильових установок необхідний обсяг акумуляції становить приблизно 20–30 % добового виробітку, тоді як для сонячних систем — 50–65 %, що пояснюється необхідністю покриття нічного споживання.

Аналіз технічних характеристик показав, що ефективність хвильових установок значною мірою залежить від узгодження параметрів поглинача з характеристиками хвильового середовища. Оптимальні результати досягаються при роботі в резонансному режимі з частотою близько 0,15–0,20 Гц. При цьому коефіцієнт корисної дії системи перетворення енергії становить 28–41 %, що відповідає сучасним показникам для установок типу point absorber.

У свою чергу, сонячні панелі мають перевагу у вигляді простоти масштабування, технологічної зрілості та високої передбачуваності виробітку. Проте їхня залежність від погодних умов і сезонних змін обмежує можливість забезпечення стабільного енергопостачання без використання значних акумуляційних потужностей.

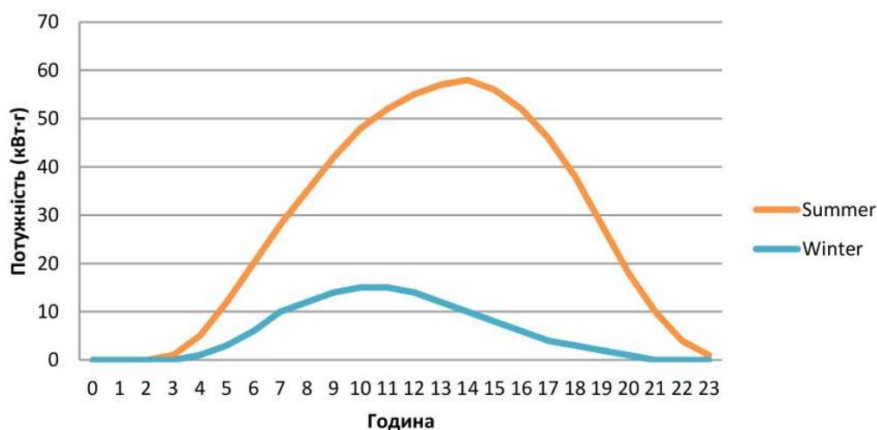


Рисунок 2 – Добова генерація сонячних панелей

Висновки. У результаті дослідження зроблено висновок, що жодна з технологій не є універсальною для умов українського узбережжя. Хвильові електростанції забезпечують більш рівномірний розподіл генерації протягом доби та меншу потребу в накопиченні енергії, тоді як сонячні панелі забезпечують високий рівень виробітку в літній період, але мають суттєві сезонні коливання.

Найбільш ефективним підходом є комбінування обох джерел енергії в єдиній енергетичній системі. У такій конфігурації хвильова енергетика компенсує нічні та зимові провали сонячної генерації, а фотоелектричні системи забезпечують піковий виробіток у періоди високої інсоляції. Це дозволяє зменшити навантаження на акумуляційні системи, підвищити стабільність енергопостачання та оптимізувати структуру локальних енергосистем.

Отже, інтеграція хвильових і сонячних електростанцій є перспективним напрямом розвитку відновлюваної енергетики в прибережних регіонах України, що забезпечує підвищення енергетичної незалежності, ефективності та надійності енергозабезпечення.

Список використаних джерел

1. Яковенко В. С., Гаркуша В. В. Тенденції розвитку ринку генерації сонячної енергії України. Бізнес Інформ. 2021. № 4. С. 114–119. <https://doi.org/10.32983/2222-4459-2021-4-114-119>.
2. Kapitanchuk K., Andriyishyn M. Determination of Parameters of a Small Power Plant on a River with an Energy-Absorbing Surface in the Form of a Sinusoidal Helicoid. Science-Based Technologies. 2025. Vol. 65 (1). P. 141–146. <https://doi.org/10.18372/2310-5461.65.19935>.
3. Al Mehadi A., Nishat M. M., Faisal F., Bhuiyan A. R. H., Hussain M., Hoque M. A. Design, Simulation and Feasibility Analysis of Bifacial Solar PV System in Marine Drive Road, Cox's Bazar. Proceedings of the 2021 International Conference on Science & Contemporary Technologies (ICSCT). IEEE, 2021. P. 1–6. <https://doi.org/10.1109/ICSCT53883.2021.9642526>.

629.5:621.313.322:621.316.93

Александровський С.Ю., Бандура С.І., Чекунов В.К.

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

ПОБУДОВА І ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ЗАХИСТУ СУДНОВОГО СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Сучасні СЕЕС являють собою досить складні системи, надійність роботи яких впливає на живучість судна в цілому. Найбільш розповсюдженим джерелом електричної енергії є суднові синхронні генератори, які потребують таких видів захисту: 1. Захист від короткого замикання (реагує на різке зростання струму, вимикає генератор при внутрішніх або зовнішніх КЗ); 2. Захист від перевантаження (контролює тривале перевищення номінального струму, запобігає перегріву обмоток, має витримку часу, щоб не реагувати на короточасні перевантаження); 3. Захист від зворотної потужності (запобігає переходу генератора в режим двигуна, спрацьовує, якщо генератор починає споживати енергію при паралельній роботі генераторів); 4. Захист від зниження напруги (вимикає генератор при критичному падінні напруги, запобігає нестабільній роботі системи); 5. Диференційний захист (виявляє внутрішні пошкодження міжвиткові замикання, КЗ у обмотках, порівнює струми на вході та виході генератора). Наявність цих видів захисту суднових генераторів обумовлена вимогами „Правил класифікації і побудови морських суден” Регістру судноплавства України. Для захисту генераторів СЕЕС використовують комплектні пристрої, наприклад Owen ПЛК210, ABB REG 670, Spirotec 7UM85, що представляють собою потужні однокристальні комп'ютери, що мають власне середовище програмування. Середовище програмування кожного з подібних пристроїв захищено, що обмежує їх використання. Тому було вирішено використати схожу по інтерфейсу й можливостям середовища відкритого програмування контролерів (реле) Siemens LOGO.

Безпосередньо реле не має аналогових входів, тому застосуємо зовнішні додаткові датчики, що мають виходом контакт реле. Усі наявні зовнішні струмові реле й реле напруги мають у загальному випадку ненульову витримку часу тому були розроблені датчики перевищення струму й зниження напруги, які являють собою трифазні мостові випрямлячі, що працюють на компаратор, виходом якого є реле.

Контроль напрямку потужності вкрай важливий для роботи суднових електростанцій, тому як перехід генератора в руховий режим приводить до зниження загального ККД системи, а також може негативно впливати на первинний двигун.

У сучасних енергетичних системах реле зворотної потужності звичайно вбудовується в автоматичний вимикач або є частиною системи контролю потужності, наприклад SELCO T4800. У кожному разі таке реле являє собою електронне реле, що одержує сигнал на спрацьовування від датчика напрямку потужності.

Оскільки знак напрямку потужності, $P=U \cdot I \cdot \cos\phi$ при паралельній роботі генераторів залежить від фази струму або кута зрушення фаз між струмом і напругою, датчиком може служити фазовий детектор. Найпростіший фазовий детектор являє собою комутуюче кільце, виконане у вигляді шостиплецького моста (рис.1).

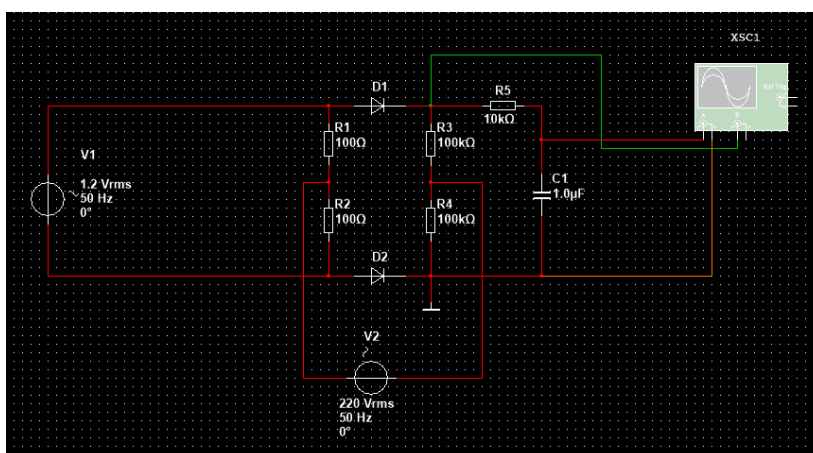


Рисунок 1 – Модель фазового детектора

Як основа для реле зворотної потужності прийняте кероване напругою комутуюче кільце (рис. 2), що представляє собою фазовий детектор у вигляді шостиплечового моста, що також працює на компаратор, який управляє реле, і своїм контактом дає сигнал для контролера Siemens LOGO.

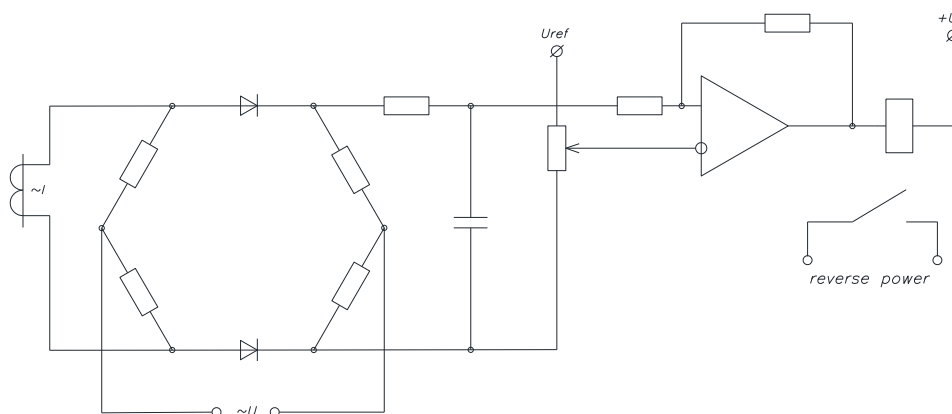


Рисунок 2 – Принципова схема датчика реле зворотної потужності

Осцилограми роботи фазового детектора при різних кутах зрушення струму щодо напруги показані на рисунках 3, 4, 5, 6.

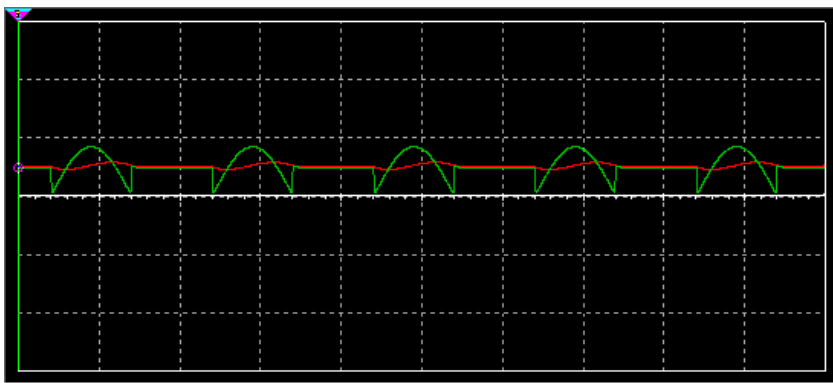


Рисунок 3 – $\cos \varphi = 1$, чисто активне навантаження

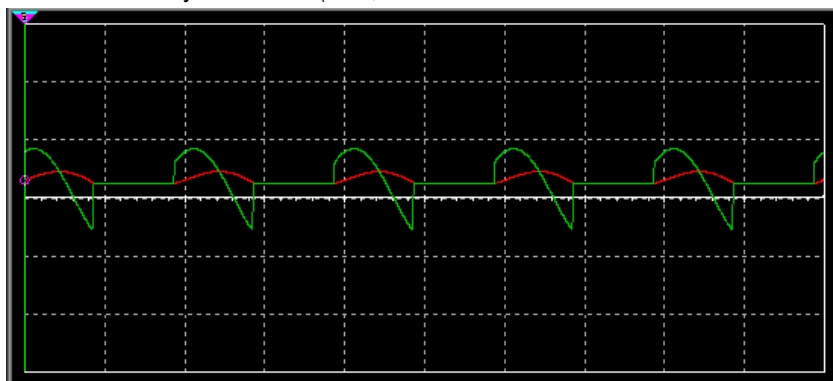


Рисунок 4 – $\cos \varphi = 0,7$ (кут 45°), потужність більше 0

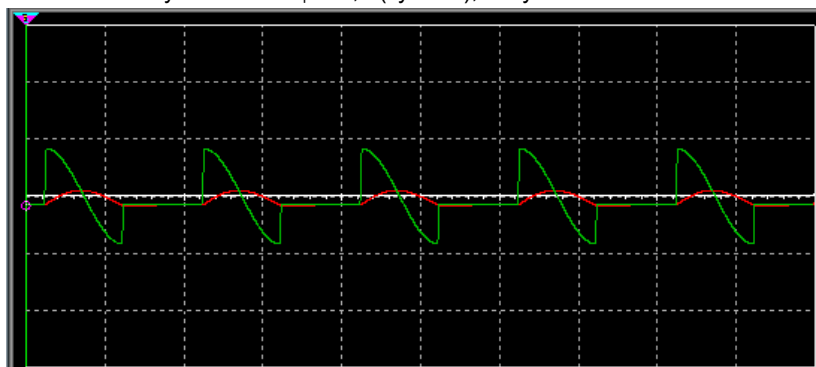
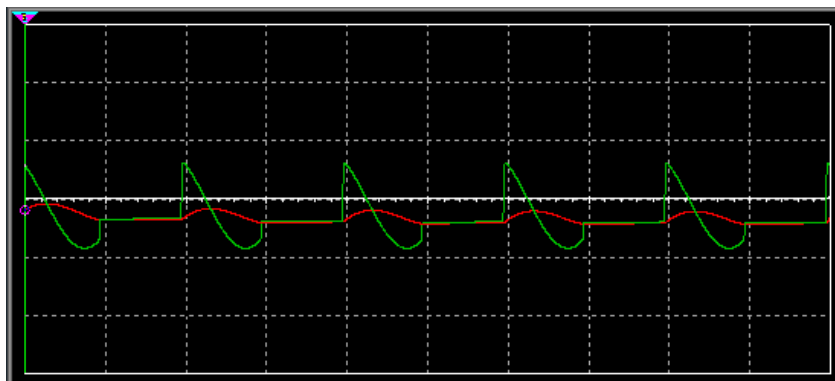
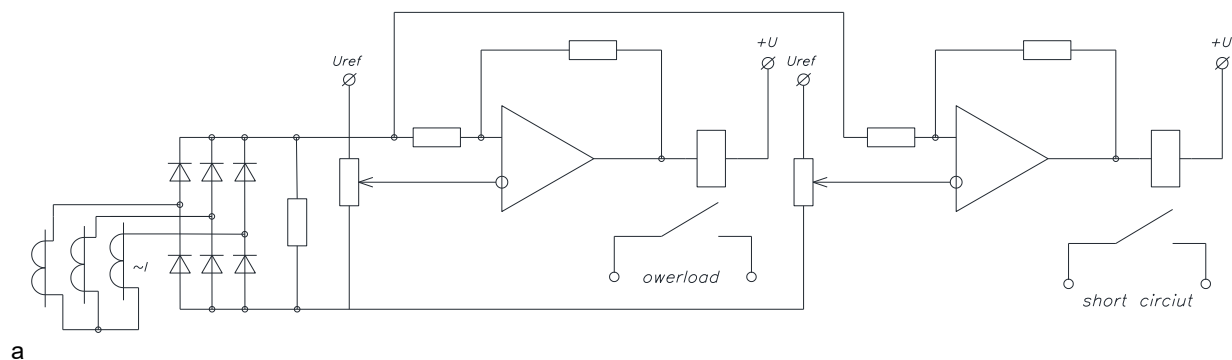


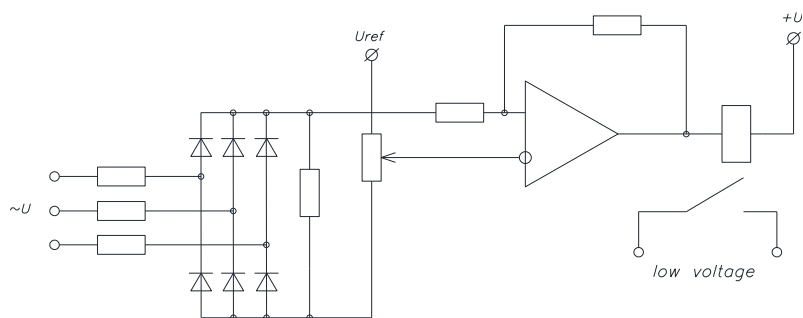
Рисунок 5 – $\cos \varphi = 0$ (кут 90°), потужність дорівнює 0

Рисунок 6 – $\cos \varphi = 0,7$ (кут 120°), потужність менше 0

Датчики перевищення струму (рис. 7, а) й зниження напруги (рис. 7, б) являють собою трифазні мостові випрямлячі, що працюють на компаратор, виходом якого є реле.



а



б

Рисунок 7 – Принципові схеми датчиків струму і напруги

Схема підключення датчиків показана на рис. 8.

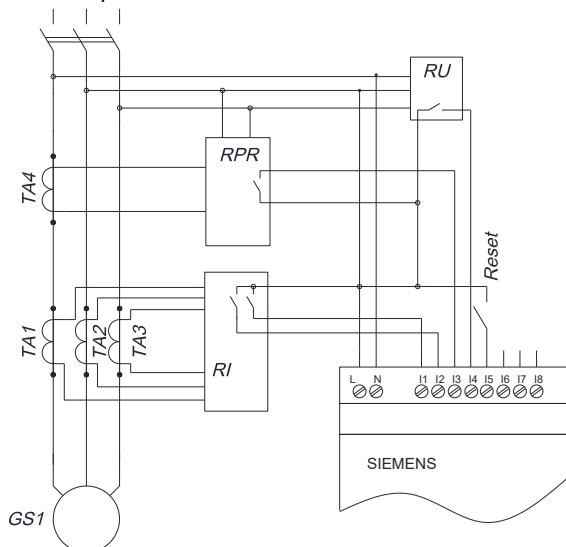


Рисунок 8 – Схема підключення датчиків

Крім додаткових датчиків у схемі показана кнопка "Reset", що приводить контролер у вихідний стан після спрацювання якого-небудь захисту

Розробка програми роботи захисту зводиться до побудови кінцевого автомата в середовищі програмування LOGO!Comfort. Приклад побудови автомата показаний на рисунку 9.

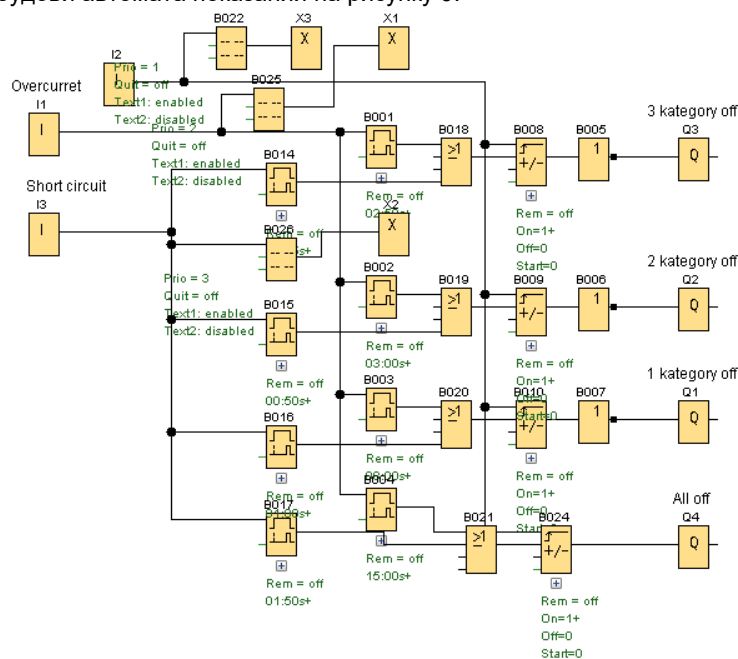


Рисунок 9 – Приклад побудови автомата захисту генератора

Схема підключення виконавчих реле до контролера показана на рис. 10, де лампи HL1-HL3 імітують навантаження різних категорій судових споживачів.

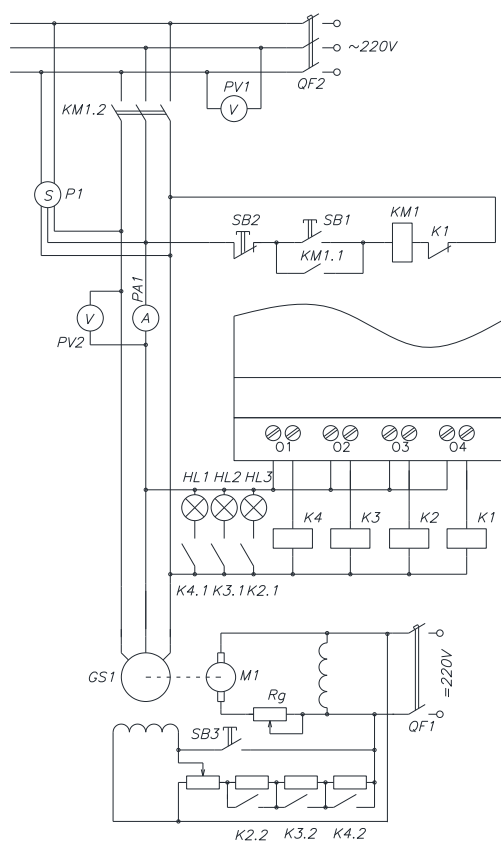


Рисунок 10 – Схема підключення виконавчих реле

Запропонована система захисту судових генераторів реалізована у вигляді лабораторного стенда по предмету Автоматизовані судові електроенергетичні системи на кафедрі СЕЕС ННІАЕ НУК (рис. 11).



Рисунок 11 – Стенд лабораторної роботи Захист суднового генератора

Список використаних джерел

1. Голюков С. П. Суднові автоматизовані електроенергетичні системи. – Київ: Кондор, 2013. – 198 с.
2. Кириченко О. В. Суднові електроенергетичні системи. – К.: Либідь, 2019.
3. Поливода В. В., Самойлов С. О. Аналіз впровадження сучасних технологій для підвищення ефективності суднових електроенергетичних систем // *Вісник Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки.* – 2024.
4. Правила класифікації та побудови морських суден. Офіційне видання. Регістр судноплавства України. Том IV. Частина XI. Електричне обладнання, 2011
5. Mylonopoulos F., Polinder H., Coraddu A. A Comprehensive Review of Modeling and Optimization Methods for Ship Energy Systems // *IEEE Access.* – 2023. – Vol. 11. – P. 32697–32707.
6. Xie P. et al. Optimization-Based Power and Energy Management System in Shipboard Microgrid: A Review // *IEEE Systems Journal.* – 2022. – Vol. 16, No. 1. – P. 578–590.

УДК 629.5.064.5

Хабуденко А.Д., керівник – Костюченко В.І., к.т.н., доц.

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

ОСОБЛИВОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОГО КОМПЛЕКСУ КОНТЕЙНЕРНОГО СУДНА *MSC SHRISTI*

Сучасні морські транспортні судна є складними технічними системами, функціонування яких забезпечується великою кількістю механічних, електричних та автоматизованих установок. Особливо це стосується контейнерних суден, які призначені для транспортування значних обсягів вантажів на великі відстані. Надійна робота всіх систем судна значною мірою залежить від стабільного та безперебійного електропостачання. Саме тому електроенергетичний комплекс є однією з найважливіших складових сучасного морського судна.

Електроенергетична система судна забезпечує виробництво, розподіл та використання електричної енергії для живлення різноманітних технічних пристроїв і механізмів. До таких пристроїв належать навігаційні системи, системи зв'язку, насоси, компресори, системи вентиляції, освітлювальні установки, системи автоматичного керування, а також холодильні установки контейнерів. Усі ці споживачі потребують стабільного електроживлення, що обумовлює необхідність використання ефективних електроенергетичних систем на судах [1, 2].

Мета роботи – аналіз особливостей функціонування електроенергетичного комплексу контейнерного судна для забезпечення надійної роботи систем, оптимізації розподілу енергії та підвищення ефективності управління ресурсами в процесі експлуатації.

Контейнерне судно *MSC Shristi* обладнане сучасним електроенергетичним комплексом (рис. 1), який включає декілька основних елементів: джерела генерації електроенергії, систему її розподілу, систему автоматичного контролю та допоміжні системи енергозабезпечення. Основними джерелами електричної енергії на судні є дизель-генераторні установки. Вони забезпечують виробництво електричної енергії шляхом перетворення механічної енергії двигунів внутрішнього згоряння в електричну енергію. Отримана електроенергія подається до головного розподільного щита, який виконує функцію центрального елемента системи розподілу електроенергії на судні.

Головний розподільчий щит забезпечує передачу електричної енергії до різних груп споживачів. До них належать як основні механізми судна, так і допоміжні системи. Особливістю електроенергетичної системи

контейнерних суден є наявність великої кількості електричних споживачів, що можуть працювати одночасно. Це вимагає ретельного контролю навантаження на генератори та правильного розподілу електроенергії між окремими системами.

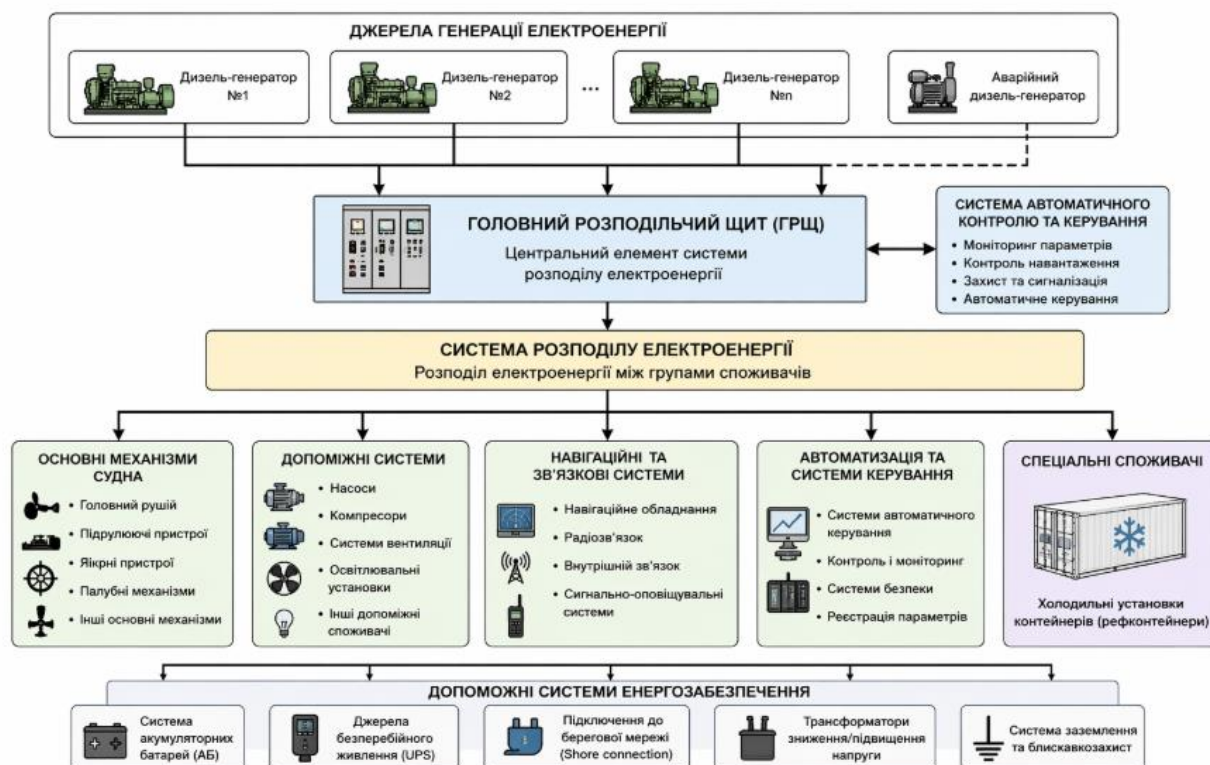


Рисунок 1 - Структурна схема електроенергетичного комплексу контейнерного судна *MSC Shristi*

Система розподілу електроенергії на судні (рис. 2) включає головний розподільчий щит, допоміжні розподільчі щити, кабельні мережі та систему захисту електрообладнання. Усі ці елементи забезпечують передачу електричної енергії від генераторів до кінцевих споживачів. Особливе значення має система захисту, яка запобігає перевантаженню електричних мереж, коротким замиканням та іншим аварійним ситуаціям.

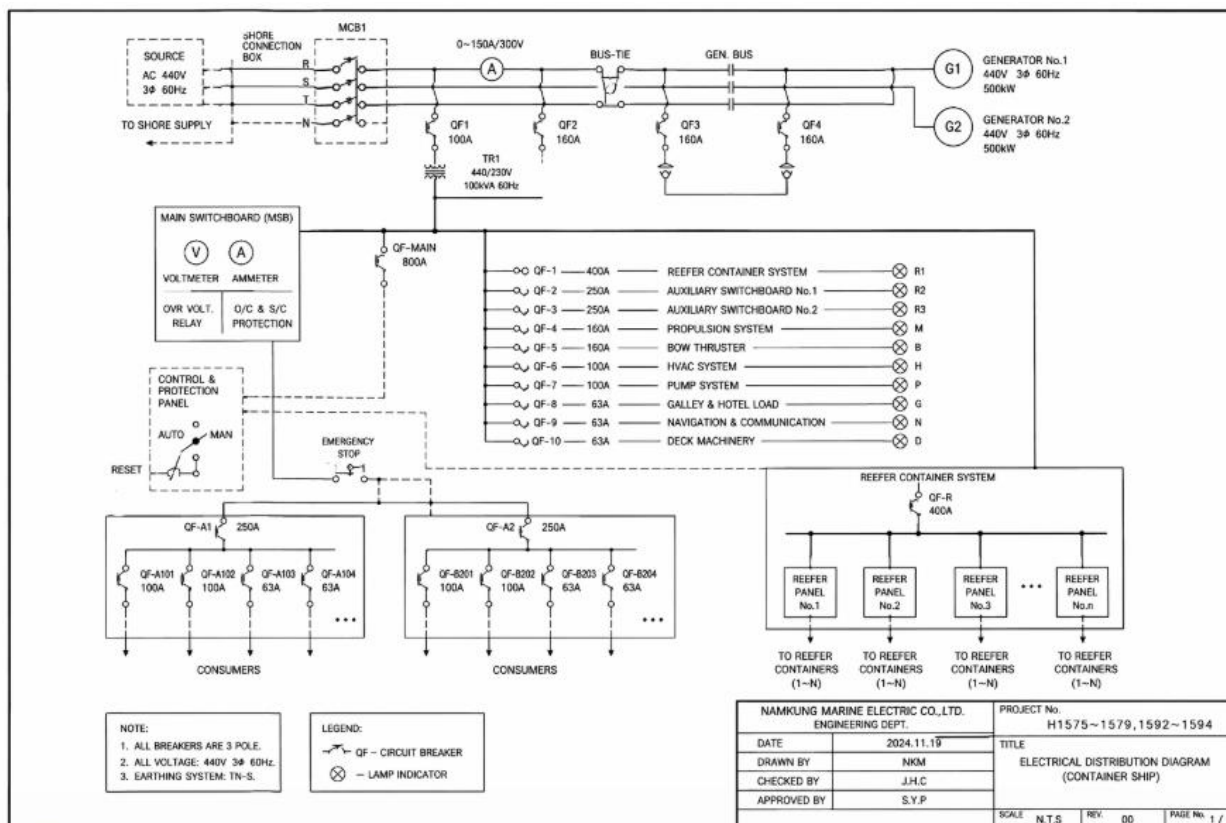


Рисунок 2 - Схема розподілу електричної енергії між основними системами контейнерного судна

Важливою особливістю функціонування електроенергетичного комплексу контейнерних суден є необхідність забезпечення електроживлення для великої кількості рефрижераторних контейнерів (рис. 3). Такі контейнери використовуються для транспортування продуктів харчування, медикаментів та інших вантажів, що потребують підтримання певного температурного режиму. Для забезпечення стабільної роботи холодильних установок необхідне безперервне електроживлення протягом усього рейсу.

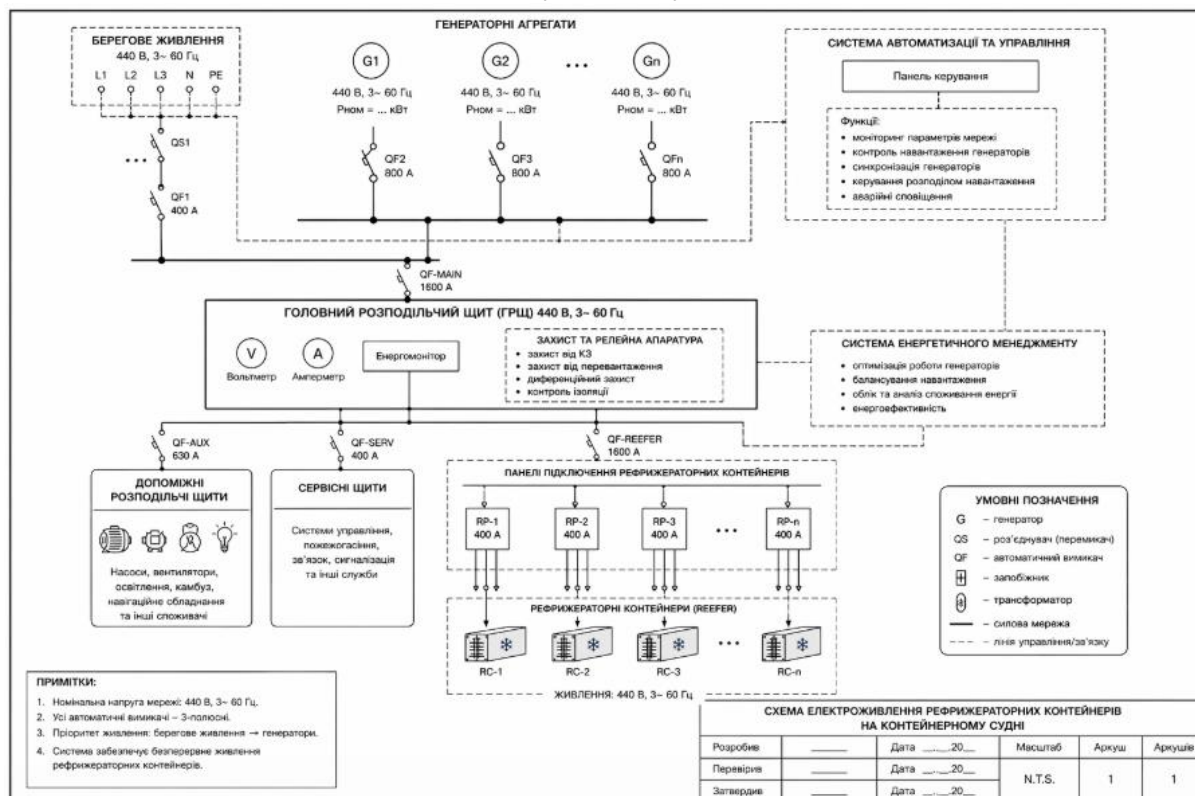


Рисунок 3 - Схема електроживлення рефрижераторних контейнерів на контейнерному судні

На контейнерних судах можуть одночасно працювати сотні рефрижераторних контейнерів, що створює значне електричне навантаження на енергетичну систему судна. Тому електроенергетичний комплекс повинен забезпечувати достатню потужність генераторів, а також ефективну систему розподілу електричної енергії. Для цього використовуються спеціальні розподільчі панелі, які дозволяють підключати та контролювати роботу холодильних установок контейнерів [5].

Для забезпечення стабільної роботи СЕЕС розрахунок електричних навантажень виконується для чотирьох основних режимів: ходового, маневрового, стоянкового та аварійного. Методика базується на використанні коефіцієнтів завантаження та одночасності (табл. 1).

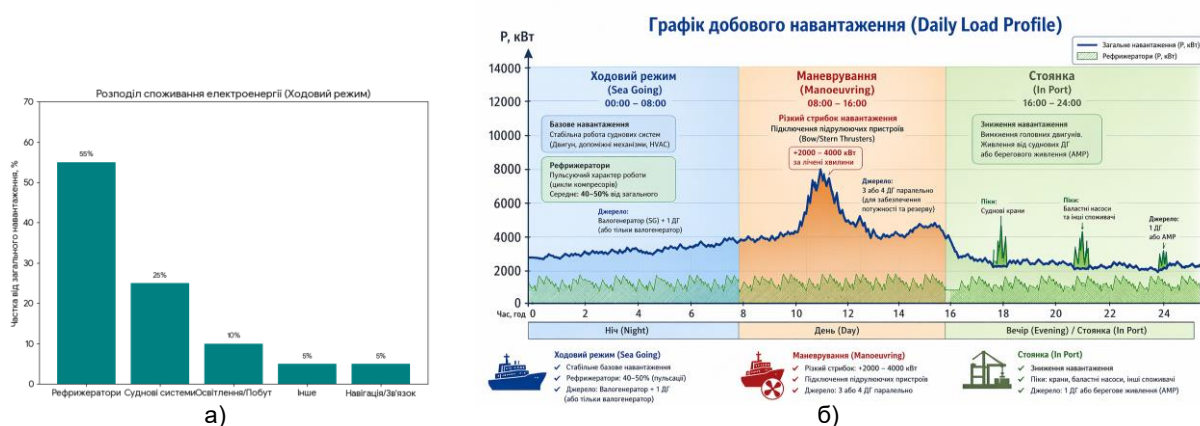
Таблиця 1

Етап розрахунку	Формула	Параметри
Розрахункова потужність споживача	$P_{calc} = (P_n \times k_z) / \eta$	P_n – номінальна потужність, k_z – коеф. завантаження
Сумарне навантаження групи	$P_{sum} = (\sum P_{calc}) \times k_o$	k_o – коефіцієнт одночасності
Вибір потужності генераторів	$P_{gen} = P_{total} / (0.8...0.85)$	Забезпечення оптимального завантаження 80-85%

Особливістю розрахунку для *MSC Shristi* є врахування великої кількості рефрижераторних контейнерів, для яких коефіцієнт одночасності (k_o) варіюється залежно від температури навколишнього середовища та типу вантажу (рис. 4).

Окрім основної системи електропостачання, на судні передбачена система аварійного електроживлення. Вона призначена для забезпечення функціонування найважливіших систем у випадку відмови основних генераторів. До таких систем належать аварійне освітлення, навігаційне обладнання, системи зв'язку, системи сигналізації та деякі елементи керування судном. Для цього використовуються аварійні генератори або акумуляторні батареї.

Сучасні судові електроенергетичні системи обладнані автоматизованими системами контролю та управління. Такі системи здійснюють постійний моніторинг параметрів електричної мережі, контролюють навантаження генераторів, а також забезпечують їх синхронізацію під час паралельної роботи. Використання автоматизованих систем дозволяє значно підвищити ефективність роботи електроенергетичного комплексу та зменшити ймовірність виникнення аварійних ситуацій [3].



а) Рисунок 4 – Розрахунок електричних навантажень контейнеровоза

Важливим аспектом функціонування електроенергетичного комплексу є забезпечення енергоефективності. Рациональне використання електричної енергії дозволяє зменшити витрати палива, підвищити економічність експлуатації судна та знизити негативний вплив на навколишнє середовище. Тому сучасні судна оснащуються системами енергетичного менеджменту (*Power Management System – PMS*), які дозволяють оптимізувати роботу генераторів та ефективно розподіляти навантаження між ними [4].

Архітектура системи енергетичного менеджменту (*PMS*) для великого контейнеровоза, такого як *MSC Shristi*, побудована за ієрархічним принципом для забезпечення максимальної відсутності відмов.

Структурні рівні *PMS* на *MSC Shristi* (рис. 5):

1. Верхній рівень: Управління та моніторинг (*Management Level*).

На цьому рівні здійснюється взаємодія екіпажу з енергосистемою:

– **Станції HMI (Human-Machine Interface)**: Розміщені на ходовому містку та в ЦПК. Вони візуалізують стан автоматичних вимикачів, параметри напруги, частоти та активної потужності в реальному часі.

– **Data Logging**: Сервери для реєстрації подій (*Sequence of Events Recorder*), що дозволяють аналізувати причини аварійних режимів або перевантажень.

– **Redundant Ethernet**: Використання кільцевої топології мережі (наприклад, за протоколом *MRP*), що гарантує зв'язок навіть при обриві однієї з ліній.

2. Середній рівень: Автоматизація та логіка (*Control Level*)

Це «мозок» системи, де реалізовані основні алгоритми керування:

– **Dual Redundant PLC**: Використання двох контролерів, що працюють у режимі "Hot Standby". При відмові основного ПЛК, резервний бере на себе керування за мілісекунди без втрати контролю над генераторами.

– **Load Shedding** (Скидання навантаження): Дворівнева логіка відключення неперіоритетних споживачів при падінні частоти або перевантаженні працюючих ДГ.

3. Нижній рівень: Польове обладнання (*Field Level*)

Безпосереднє виконання команд та збір даних:

– **Local Control Panels**: Незалежні контролери ДГ, що забезпечують захист двигуна та генератора навіть у разі втрати зв'язку з центральним ПЛК.

– **ACB (Air Circuit Breakers)**: Інтелектуальні вимикачі з власними блоками захисту (*LSI/LSIG*), що забезпечують селективність при коротких замиканнях.

– **Instrumentation**: Високоточні трансформатори струму та напруги класу 0.5S для точного обліку енергії та синхронізації.

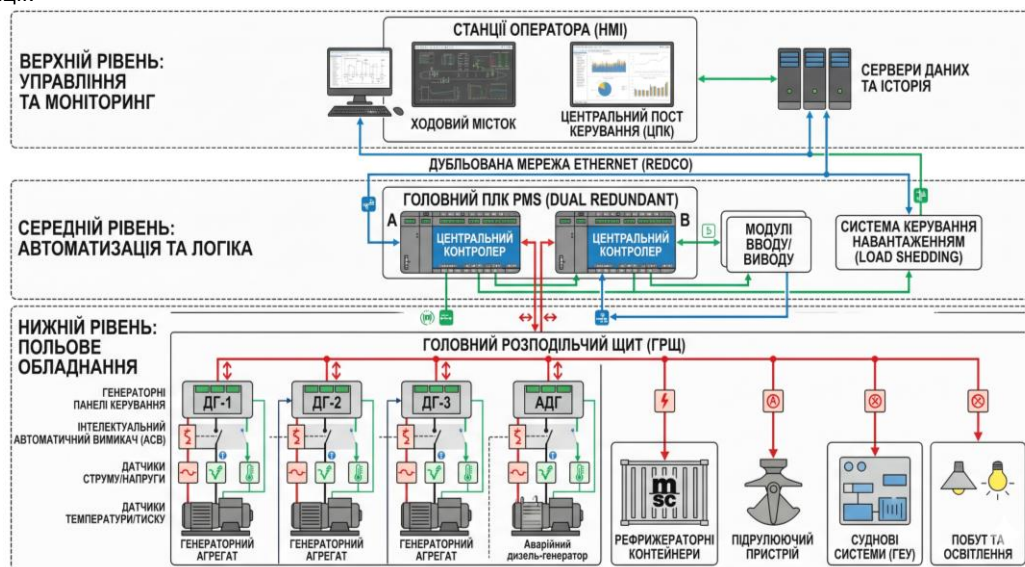


Рисунок 5 – Архітектура системи енергетичного менеджменту (*PMS*) *MSC Shristi*

Специфічні особливості експлуатації на *MSC Shristi*.

1. Сегментація ГРЩ: Шини розподільного щита розділені секційними вимикачами. Це дозволяє працювати в режимі "*Split Bus*", що підвищує безпеку при маневруванні — аварія на одній секції не призводить до зупинки генераторів на іншій.

2. Прогнозування навантаження (*Reefer Integration*): На відміну від стандартних суден, *PMS* тут інтегрована з системою моніторингу рефрижераторів. При масовому запуску компресорів після періоду відтавання (*defrost*), *PMS* заздалегідь готує резервну потужність або запускає додатковий ДГ.

Висновки. Таким чином, електроенергетичний комплекс контейнерного судна *MSC Shristi* є складною багаторівневою системою, яка забезпечує безперебійну роботу всіх технічних систем судна. Надійність та ефективність функціонування цієї системи є важливою умовою безпечної експлуатації морського транспорту. Дослідження особливостей роботи електроенергетичних систем сучасних контейнерних суден дозволяє підвищити ефективність управління енергетичними ресурсами та забезпечити стабільну роботу суднового обладнання під час експлуатації.

Список використаних джерел

1. Бодашко В.В. Високовольтні технології в морській електроінженерії: монографія / В.В.Бодашко, О.М. Піпченко, В.В.Пономаренко, В.А. Шевченко . – Одеса: НУ «ОМА», 2020. – 398 с.
2. Голіков С.П., Чорний С.Г., Жук Д.О., Івановський М.В. «Суднові автоматизовані електроенергетичні системи». Частина 1. «Суднові електричні станції». – Київ: Кондор, 2013. – 198 с.
3. Експлуатація електроустаткування електричних станцій та електричних мереж [Електронний ресурс] : електронний посібник / уклад. О. М. Карлова. – Режим доступу: <https://bit.ly/2Q6Thb7>. – Електрон. текст. та граф. Дані
4. Електротехнологія [Електронний ресурс] : електронний підручник / уклад.: Р. Тимошук, А. Шелест, Л. Павлюк. – Режим доступу: <https://bit.ly/31UmRDK>. – Електрон. текст. та граф. Дані
5. Проектування спеціалізованих перевантажувальних комплексів: навчальний посібник з дисципліни / В.А. Яременко, В.В. Стрельбіцький - Одеса, ОНМУ. [Електронне видання], 2023. – 117с.

УДК 621.314

Козлов М.О., PhD, Єременко А.П., Жук Д.О., д. т. н.

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

МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПРОПУЛЬСИВНОГО КОМПЛЕКСУ НА СУДНОВУ МЕРЕЖУ

Важливим напрямком розвитку сучасних морських суден є впровадження електричних пропульсивних комплексів (ЕПК). Вони використовуються на таких судах як пасажирські лайнери, пороми, криголами, судна забезпечення офшорних платформ, бурові судна, газовози. У порівнянні з пропульсивними комплексами на основі дизельних двигунів ЕПК мають низку переваг: зменшення рівня шуму і вібрації, підвищення крутного моменту на малих обертах, відсутність викидів шкідливих речовин, покращення динамічних характеристик. Напівпровідникові перетворювачі для побудови ЕПК потужністю до десятків МВт виробляються такими фірмами як ABB, Siemens Energy, GE Power Conversion, Kongsberg, Wartsila [1-4] (рис. 1).



Рисунок 1 – Напівпровідникові перетворювачі для ЕПК

Внаслідок використання потужних напівпровідникових перетворювачів (керовані і некеровані випрямлячі, інвертори струму, інвертори напруги, циклоконвертори), вплив ЕПК на суднову мережу полягає у генеруванні високого рівня гармонік. Це призводить до спотворення форми напруги, додаткового нагрівання обладнання та порушення електромагнітної сумісності з чутливим судновим обладнанням, таким як навігаційні, комунікаційні системи і системи керування. Мінімізація даного впливу можлива шляхом використання багатопульсних схем напівпровідникових перетворювачів, оптимізації конструктивних параметрів ЕПК, застосування пасивних і активних фільтрів гармонік [5, 6].

Незважаючи на вдосконалення стандартів електромагнітної сумісності обладнання, зростання вимог до рівня гармонік, генерованих ЕПК [7], трапляються аварії суднових електроенергетичних систем, пов'язані з порушенням електромагнітної сумісності і якості електроенергії. Типовим прикладом є аварія на круїзному лайнері RMS Queen Mary 2, пов'язана з катастрофічним руйнуванням конденсатора фільтру гармонік з номінальною напругою 11 кВ внаслідок ймовірної роботи з перевищенням напруги або частими комутаціями [8], що призвело до пошкодження електрообладнання, вибуху з пожежею і тимчасової втрати електропостачання і руху судна.

Таким чином дослідження, спрямовані на пошук шляхів підвищення якості електроенергії і забезпечення електромагнітної сумісності суднового обладнання залишаються актуальними.

Питання підвищення якості електроенергії в ЕПК розглядаються в багатьох роботах, зокрема в [9] розглянуто заходи зі зниження рівня гармонік в ЕПК на основі синхронного електропривода з інвертором, веденим навантаженням (LCI), в роботі [10] розглянуто відповідні заходи для електроприводів інших типів. Однак типові рекомендації не дозволяють здійснити детальний аналіз впливу параметрів ЕПК на гармонійний склад напруги і струму, що споживається від суднової мережі, для розв'язання цієї задачі необхідно використання імітаційного моделювання.

Метою роботи є розробка імітаційних моделей ЕПК для визначення впливу ЕПК на суднову мережу.

Структура ЕПК.

Одним з способів зменшення впливу ЕПК на суднову мережу є використання вдосконаленої схеми вхідного випрямляча, оскільки саме через нього здійснюється генерація гармонік. Найбільш поширеними є наступні схеми (рис. 2) [11]: 12-пульсні керовані тиристорні випрямлячі (КВ) з фазозсувними трансформаторами (рис. 2, а); діодні некеровані випрямлячі (НВ), у тому числі з підвищеною пульсністю (рис. 2, б, в); активні випрямлячі (АВ) АФЕ з високочастотною ШІМ (рис. 2, г).

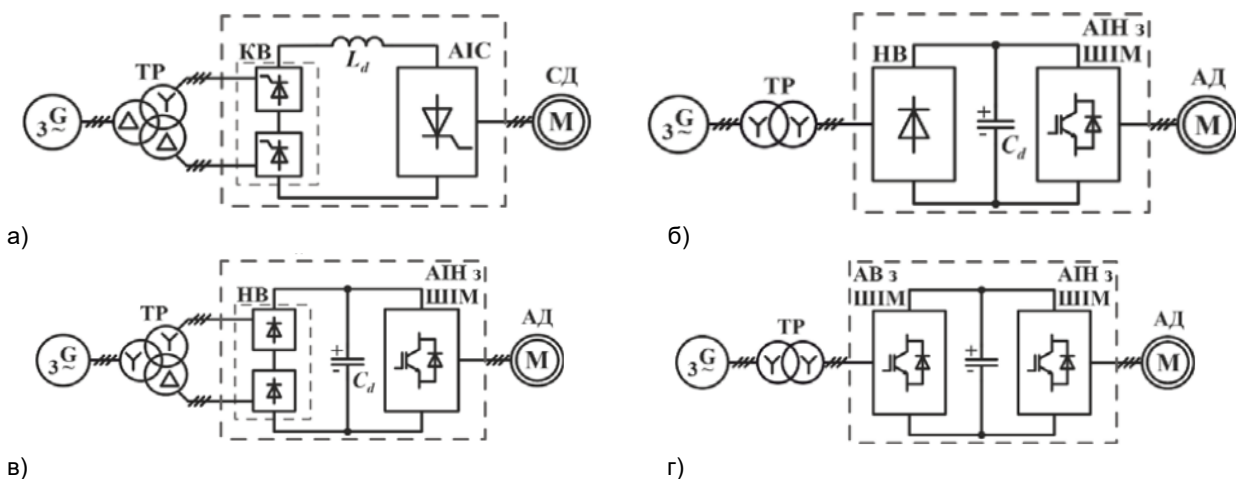


Рисунок 2 – Типові структури ЕПК

У подальшому розглядається схема ЕПК на основі керованого тиристорного випрямляча (рисунк 2, а), оскільки для них [11] менш поширеними є дослідження гармонійного впливу на суднову мережу.

Фазозсувний трансформатор забезпечує живлення КВ, який складається з двох 6-пульсних випрямних тиристорних мостів (таким чином формується 12-пульсна схема). Індуктивний елемент формує ланку постійного струму і забезпечує живлення інвертора струму АІС, який також побудований на тиристорах і відноситься до типу LCI – інвертор з комутацією навантаження. Тиристори у такому інверторі фактично керуються проти-ЕРС навантаження, тобто синхронного пропульсивного двигуна СД. Часто використовується синхронний 6-фазний двигун з безщітковим збудженням, потужність якого може досягати 20 МВт. Обмотки статора СД мають зсув 30° . Зазвичай використовується 2 або більше СД. Використання 6-фазних двигунів, які мають дві обмотки статора за схемою «зірка» дозволяє не лише покращити масо-габаритні характеристики, але і реалізувати 12-пульсну схему інвертора, який складається з двох 6-пульсних тиристорних мостів [10].

Розрахункове визначення впливу ЕПК на суднову мережу

Рівень гармонік напруги суднової мережі, зумовлених напівпровідниковими перетворювачами, можна розрахувати за методикою, наведеною в роботі [12]. Отримані формули відповідають фіксованій схемі ЕПК (рис. 2, а). Для 12-пульсного випрямляча навантаження у вигляді інвертора і СД представлено джерелом струму. Також у схемі ЕПК присутній фільтр гармонік. Вдосконалений метод оцінки гармонічних спотворень напруги в судновій мережі дозволяє визначити коефіцієнт гармонічних спотворень СМ і може бути використаний для порівняння результатів, отриманих шляхом імітаційного моделювання.

Імітаційна модель ЕПК.

Особливістю імітаційної моделі ЕПК для аналізу впливу на суднову електромережу є використання усталеного режиму роботи інвертора і СД. Це дозволяє знехтувати регулятором збудження СД. Оскільки метою моделювання є визначення гармонійного складу напруги суднової мережі, це дозволяє не використовувати детальну модель інвертора і синхронного двигуна, а замінити їх джерелом постійного струму, значення якого відповідає обраному усталеному режиму. Наявність індуктивності у ланці постійного струму забезпечує згладження пульсацій струму, що додатково обґрунтовує вказану заміну.[10]

Імітаційна модель ЕПК наведена на рисунку (рис. 3) розроблена для усталеного режиму роботи. Параметри моделі узгоджено з даними роботи [12]. Суднова мережа представлена джерелом трифазної напруги $E_n = 220$ В з урахуванням внутрішнього опору $R_s = 0,1$ Ом, $L_s = 3,466$ мГн. Окреме джерело трифазної напруги використовується для формування імпульсів відкриття тиристорів. На вході ЕПК встановлено фільтр гармонік за схемою «зірка» з параметрами фази $C_\phi = 11,96$ мкФ, $L_\phi = 7$ мГн. Фазозсувний трансформатор має первинну обмотку за схемою «зірка» і дві вторинні – «зірка» і «трикутник». Номінальна повна потужність становить $S = 50$ кВА. Параметри трьох обмоток однакові: лінійна напруга $V = 220$ В, активний опір $R_i = 0,002$ в. о., індуктивність $L_i = 0,08$ в. о. Параметри намагнічування: активний опір $R_m = 500$ в. о., індуктивність $L_m = 500$ в. о.

Для формування імпульсів відкриття тиристорів використовується синхронізований 12-пульсний генератор, ширина імпульсів якого складає 20° , а частота відповідає частоті суднової мережі $f = 50$ Гц. Кут комутації складає 60° .

Тиристорний міст має наступні значення параметрів: резистивна демпферна ланка (паралельне включення з тиристором) $R_{sn} = 100$ кОм, $C_{sn} = \text{inf}$; для тиристорів пряма напруга $V_f = 0$, активний опір відкритого стану $R_{on} = 1$ МОм, індуктивність $L_{on} = 0$. Індуктивний елемент $L = 50$ мГн і резистор $R = 100$ МОм використовуються для забезпечення роботи інвертора струму, який у даному випадку реалізований у вигляді джерела струму $I = 42,5$ А.

Параметри блоку PowerGUI для налаштування моделювання було обрано такими: тип моделювання – дискретне, період вибірки $T_s = 1$ мкс.

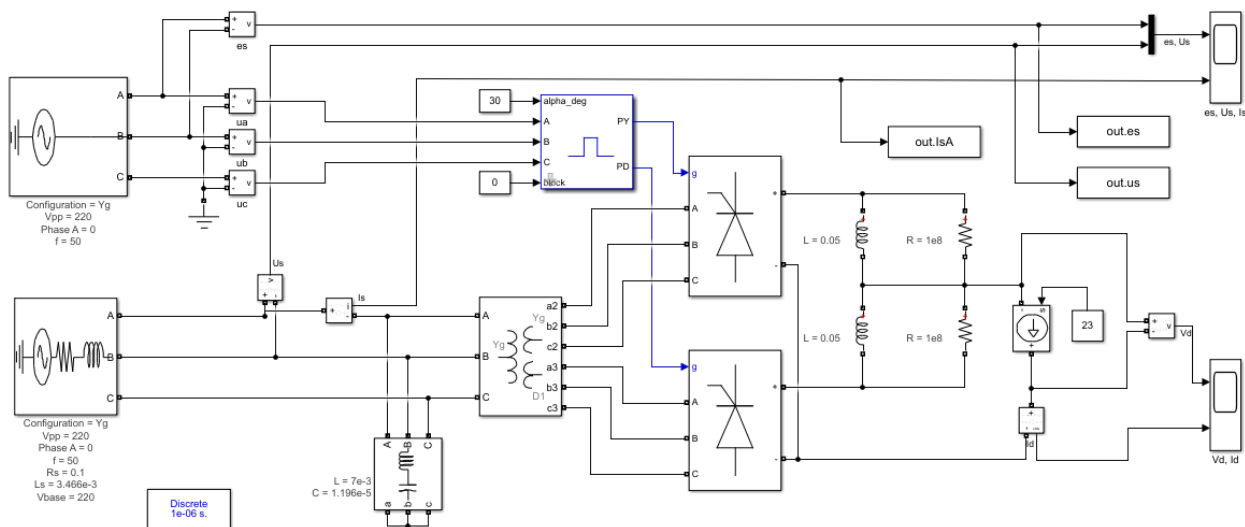


Рисунок 3 – Імітаційна модель перетворювача ЕПК

Моделювання впливу ЕПК на суднову електромережу.

Результати моделювання представлені на рис. 4 і 5. Тут зображено криву лінійної напруги мережі на вході фільтра і криву струму фази А. Чорним кольором на рис. 4 позначено ідеальну криву напруги, а блакитним – реальну, яка спотворюється внаслідок комутації тиристорів. Таким чином, ЕПК чинить значний вплив на форму напруги і струму у судновій електромережі. Амплітуда викидів напруги може становити до 150 В.

За допомогою інструменту FFT Analysis (блок PowerGUI) було побудовано спектр напруги U_{AB} , який представлено на рис. 6. Можна зробити висновок про значний рівень гармонік, що потребує використання додаткових фільтрів. Загальний коефіцієнт гармонік становить 16,9 %.

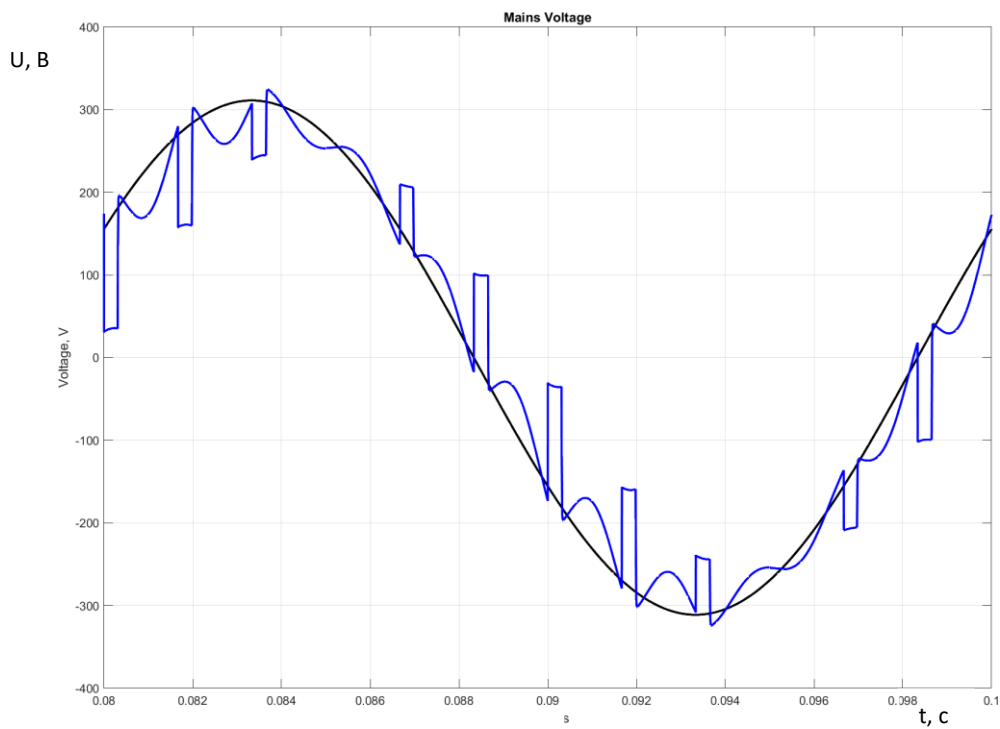


Рисунок 4 – Лінійна напруга мережі живлення

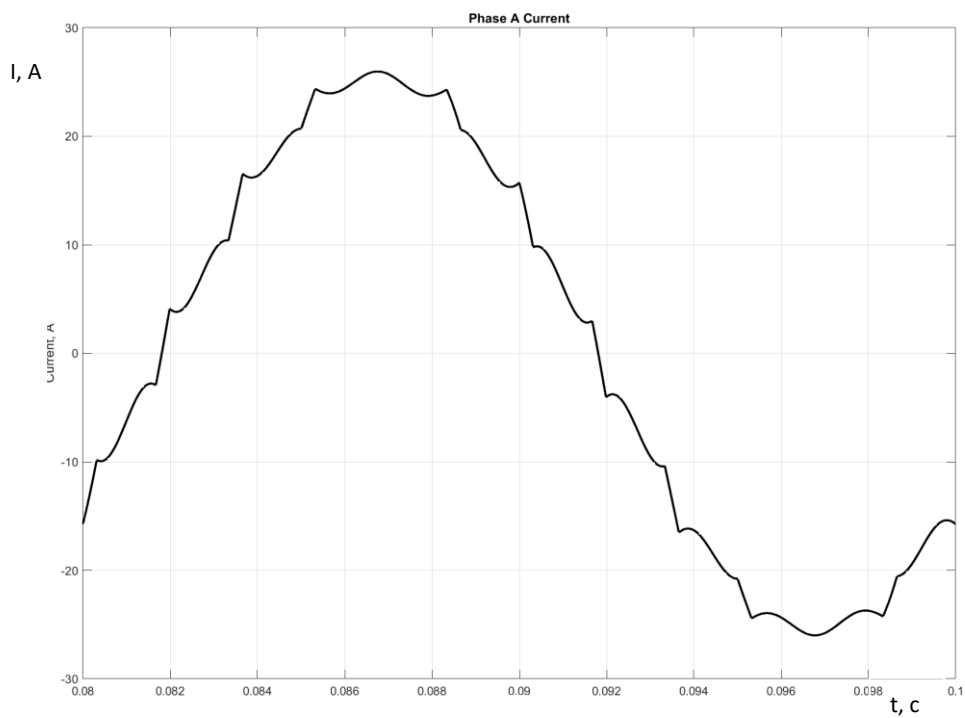
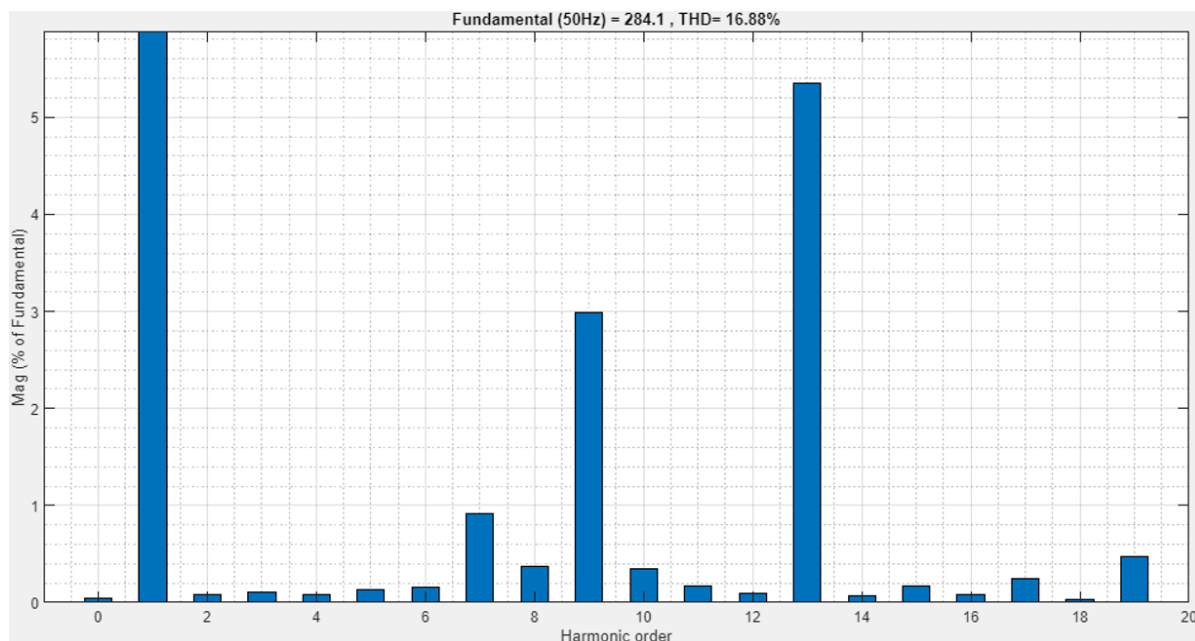


Рисунок 5 – Крива струму фази А

Рисунок 6 – Спектр лінійної напруги U_{AB}

Висновки. Використання імітаційних моделей для аналізу впливу ЕПК на суднову мережу дозволяє визначити гармонійний склад напруги, не використовуючи додаткових припущень, необхідних для використання розрахункових методів. Отримані моделі дозволяють визначити форму кривих струму і напруги, результати узгоджуються з даними роботи [12], які отримані розрахунковим методом. Напрямами подальших досліджень можуть бути використання імітаційної моделі інвертора і синхронного двигуна для усталеного режиму у якості навантаження керованого випрямляча, що дозволить отримати більш точні оцінки впливу інвертора і синхронного двигуна через ланку постійного струму і керований випрямляч на суднову мережу.

Список використаних джерел

1. ABB Marine Solutions and Services [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://new.abb.com/marine> (дата звернення: 24.04.2026). — Назва з екрана.
2. Marine Electric Power & Propulsion [Електронний ресурс] / GE Vernova. — Режим доступу: <https://www.gevernova.com/power-conversion/product-solutions/Commercial-Marine-Electric-Power-and-Propulsion> (дата звернення: 24.04.2026). — Назва з екрана.
3. Low and Media Voltage Drive Solutions from Siemens [Електронний ресурс] / Riviera Newsletters. — 2011. — 22 June. — Режим доступу: <https://www.rivieramm.com/news-content-hub/news-content-hub/low-and-medium-voltage-drive-solutions-from-siemens-43752> (дата звернення: 24.04.2026). — Назва з екрана.
4. Propulsion Drive [Електронний ресурс] / Kongsberg Maritime. — Режим доступу: <https://www.kongsbergmaritime.com/products/electrical-power-system/energy-products/low-voltage-drive/propulsion-drive/> (дата звернення: 28.04.2026). — Назва з екрана.
5. Hansen J. F. History and State of the Art in Commercial Electric Ship Propulsion, Integrated Power Systems, and Future Trends / J. F. Hansen, F. Wendt // Proceedings of the IEEE. — 2015. — Vol. 103, no. 12. — P. 2229–2242. — DOI: 10.1109/JPROC.2015.2458990.
6. Past, Present, and Future Challenges of the Marine Vessel's Electrical Power System / E. Skjong, R. Volden, E. Rodskar [et al.] // IEEE Transactions on Transportation Electrification. — 2016. — Vol. 2, no. 4. — P. 522–537. — DOI: 10.1109/TTE.2016.2552720.
7. Hoevenaars T. New marine harmonic standards / T. Hoevenaars, I. C. Evans, A. Larson // IEEE Industry Applications Magazine. — 2010. — Vol. 16, no. 1. — P. 16–25. — DOI: 10.1109/MIAS.2009.934965.
8. Report on the investigation of the catastrophic failure of a capacitor in the aft harmonic filter room on board RMS Queen Mary 2 while approaching Barcelona 23 September 2010 : Report no. 28/2011. — Southampton, UK : Marine Accident Investigation Branch, 2011. — 60 p.
9. Singh B. Harmonics Mitigation in LCI-Fed Synchronous Motor Drives / B. Singh, S. Singh, S. P. H. Chender // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 2010. — Vol. 25, No. 2. — P. 369–380.
10. Wu B. High-Power Converters and AC Drives / B. Wu, M. Narimani. — 2nd ed. — Hoboken : IEEE Press ; John Wiley & Sons, 2017. — 456 p.
11. Жук Д. О. Удосконалення засобів забезпечення якості електроенергії в суднових ЕЕС з напівпровідниковими пропульсивними комплексами / Д. О. Жук, О. К. Жук, М. О. Козлов // Праці Інституту електродинаміки НАН України. — 2024. — Вип. 68. — С. 29–36.
12. Жук О. К. Удосконалення методу оцінки гармонічних спотворень напруги в суднових електроенергетичних системах з потужними тиристорними пропульсивними комплексами та мережними фільтрами / О. К. Жук, Д. О. Жук, С. Л. Трибулькевич // Збірник наукових праць НУК. — 2023. — № 1. — С. 143–155.

УДК 621.314

Обрубов А.В. д. т. н., доцент, Обрубов В.А., студент магістратури
Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

ПЕРЕДАВАЛЬНА ФУНКЦІЯ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРУ НА ОСНОВІ ЄДИНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДЕЛІ

Визначено дискретну передавальну функцію резонансного інвертору мостового типу з вхідним LC-фільтром живлення і послідовним резонансним RLC-контуром. Створено лінійну динамічну модель резонансного інвертору на основі єдино-імпульсної моделі, яка складається з еквівалентного генератора та пасивної схеми і моделює процеси при дії єдиного імпульсу складної форми довжиною одного робочого циклу резонансного інвертору. Побудовано імітаційну єдино-імпульсну модель та схемну модель резонансного інвертору, за допомогою яких підтверджено істинність запропонованої концепції динамічної моделі.

Метою роботи є визначення передавальної функції імпульсного перетворювача на основі експерименту з одним елементарним вхідним імпульсом, який викликає на виході імпульсну перехідну функцію, яка представляється у вигляді z-зображення.

Досліджувана схема перетворювача

Перетворювачі електроенергії з резонансними контурами дозволяють реалізувати перетворення електроенергії і генерацію електричних коливань в навантаженні з малими втратами потужності і досягти резонансного підвищення амплітуд напруги і струму в контурі. Вони використовуються в обладнанні транспортних засобів [1], в індуктивних системах передавання енергії [2] і в зарядних пристроях [3, 4] або для заряджання ємнісних накопичувачів [5, 6] завдяки покращеним енергетичним та електромагнітним характеристикам [7-9]. В силовій схемі резонансного перетворювача можна виділити резонансний інвертор (PI), в якому еквівалентне навантаження змінного струму підключається безпосередньо до резонансного контуру [10, 11] або через розділовий трансформатор з певним коефіцієнтом зв'язку між обмотками [12].

Концепцією динамічної моделі PI є єдино-імпульсна модель на рис. 1,а, яка представляє собою керований по амплітуді еквівалентний генератор EG , навантажений на вхід деякої пасивної схеми PC . Єдино-імпульсна модель реалізує імпульсний тест пасивної схеми, подібно до [15]. Якщо, як показано на рис. 1,б, на керуючий вхід еквівалентного генератора EG подається одиничний прямокутний імпульс виду $p(t)=1(t)-1(t-T)$, то на виході формується функція $v(t)$, що є характерною для одного робочого циклу силової схеми імпульсного перетворювача електроенергії (в даному випадку для силової схеми PI) і може розглядатися як елементарний імпульс дискретної динамічної моделі PI. Тут позначено: $1(t)$ – одинична ступінчаста функція; T – період дискретності, що дорівнює довжині робочого циклу PI. Отже модель на рис. 1,а називається єдино-імпульсною моделлю, оскільки один цикл коливань напруги або струму еквівалентного генератора EG вважається єдиним імпульсом. На виході пасивної схеми PC при цьому виникне реакція $g(t)$, яка може розглядатися далі як вагова функція єдино-імпульсної моделі. Послідовність значень $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n$ представляє собою дискретну вагову функцію $g(n \cdot T)$, z-зображення якої $G(z)$ є передавальною функцією єдино-імпульсної моделі.

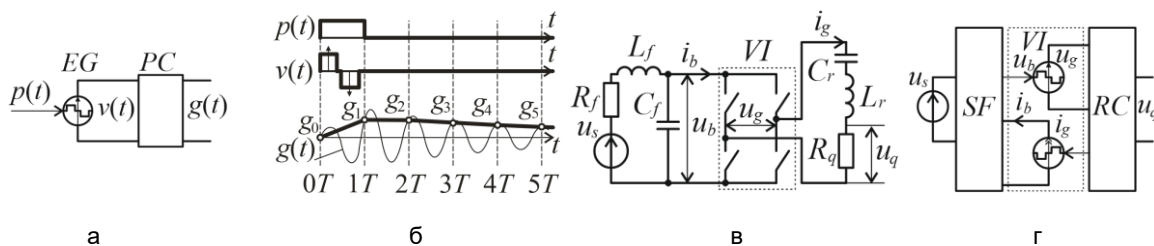


Рис. 1. Схема єдино-імпульсної моделі (а) та її часові діаграми (б), схема резонансного інвертору (в) та еквівалентна блок-схема (г): EG – еквівалентний генератор; PC – пасивна схема; VI – інвертор напруги; SF – фільтр живлення; RC – резонансна схема

Схема PI на рис. 1,в [16, 17] складається з послідовно розташованих частин: фільтр живлення SF (елементи R_f, L_f, C_f); інвертора напруги класу D VI [18, 19]; резонансної схеми RC з навантаженням R_q . Напруга живлення впливає на навантаження R_q послідовно через складові частини схеми PI, оскільки при змінах напруги живлення u_s відбувається амплітудна модуляція високочастотної напруги інвертору u_g та вихідних величин i_g і u_q . Але опис цього впливу простим добутком передавальних функцій фільтру живлення, інвертору і резонансного контуру не є оправданим, оскільки фільтр живлення і резонансний контур взаємодіють через інвертор напруги. Існують прямий і зворотній зв'язки між пасивними схемами PI (SF і RC на рис. 1,г). Згідно з теоремою Тевеніна пасивна схема зі сторони будь-яких своїх двох контактів може розглядатися як еквівалентний опір. При нарузі на ньому в якості вхідної величини вихідною величиною буде струм і навпаки, при вході по струму, матимемо вихід по нарузі. Отже встановимо причинно-наслідкові зв'язки між величинами схеми PI. Інвертор напруги VI комутує постійну напругу u_b (вихідну напругу фільтру живлення) і створює змінну напругу u_g прямокутної форми. В резонансному контурі C_r, L_r, R_q виникає змінний струм синусоїдальної форми i_g , який теж комутується інвертором напруги VI і

перетворюється в струм i_b на виході фільтру живлення. Дію інвертора напруги можна замінити керованими по амплітуді еквівалентними джерелами напруги u_g і струму i_b , що ілюструє блок-схема PI на рис. 1,г, де фільтр живлення SF впливає через інвертор напруги VI на резонансний контур RC напругою u_b , а резонансний контур впливає через інвертор напруги на фільтр живлення струмом i_g , що можна описати згідно концепції єдино-імпульсних моделей на рис. 1,а.

Передавальні функції

Далі розглянемо PI як динамічну систему, яку можна описати теоретично і перевірити експериментально [20]. Для еквівалентної блок-схеми PI на рис. 1,г справедливі наступні передавальні функції:

$G_1(z)=u_b(z)/u_s(z)$ as $i_g=0$ – передавальна функція фільтру живлення по відношенню до напруги;

$G_2(z)=u_b(z)/i_g(z)$ as $u_s=0$ – передавальна функція єдино-імпульсної моделі, що імітує вплив струму резонансного контуру на вихідну напругу фільтру живлення через інвертор напруги;

$G_3(z)=i_g(z)/u_b(z)$ – передавальна функція єдино-імпульсної моделі, що імітує вплив вихідної напруги фільтру живлення на струм резонансного контуру через інвертор напруги; $u_q(z)=u_b(z) \cdot G_1(z) \cdot R_q$ – зображення вихідної напруги PI.

Взаємозв'язки між вищевказаними дискретними передавальними функціями ілюструються блок-схемою лінеаризованої дискретної динамічної моделі PI на рис. 3. Згідно з цією схемою можна записати загальний вираз передавальної функції PI

$$W_R(z) = G_1(z) \cdot G_3(z) \cdot R_q / [G_3(z) \cdot G_2(z) + 1]. \quad (1)$$

Блоки $G_2(z)$ і $G_3(z)$ враховують комутацію напруги і струму в інверторі напруги VI як єдино-імпульсні моделі з еквівалентними генераторами імпульсів напруги і струму (див. рис. 1,а).

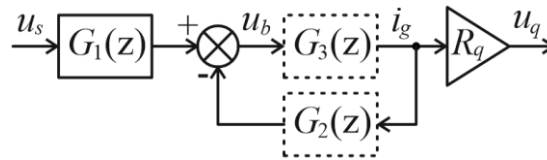


Рис. 2. Блок-схема дискретної динамічної моделі резонансного інвертору (пунктиром виділено єдино-імпульсні моделі)

Лінійність динамічної моделі PI на рис. 2 обумовлена наступними припущеннями: пасивні елементи R , L , C є лінійними; перемикачі інвертору напруги VI мають нульовий опір включеного стану і миттєве перемикування; струм коливального контуру не має пауз, тобто є неперервним.

Дискретна передавальна функція фільтру живлення (блоку 1 на рис. 2) безпосередньо відповідає неперервній передавальній функції другого порядку, оскільки всередині фільтру живлення немає комутації

$$G_1(z) = \frac{z \cdot A_{\omega 1,2} \cdot e^{\lambda_f \cdot T} \cdot \sin(\omega_{df} \cdot T)}{z^2 \cdot e^{2\lambda_f \cdot T} - z \cdot 2 \cdot e^{\lambda_f \cdot T} \cdot \cos(\omega_{df} \cdot T) + 1}, \quad (2)$$

де позначено $A_{\omega 1,2} = \omega_{0f} / \sqrt{1 - 1/(4 \cdot Q_f^2)}$ – коефіцієнт частотної корекції амплітуди.

Передавальна функція фільтру живлення по відношенню до вихідного струму має вид

$$G_2(s) = \frac{u_b(s)}{i_b(s)} = \frac{R_f \cdot (1 + s \cdot L_f / R_f)}{(s/\omega_{0f})^2 + s/(\omega_{0f} \cdot Q_f) + 1}. \quad (3)$$

Оскільки можна вважати, що вихідний струм фільтру живлення i_b представляє собою комутований інвертором напруги VI струм резонансного контуру i_g , слід визначити відповідну перехідну функцію фільтру живлення у вигляді зображення

$$H_2(s) = \frac{G_2(s)}{s} = \frac{R_f / s + L_f}{(s/\omega_{0f})^2 + s/(\omega_{0f} \cdot Q_f) + 1} \text{ і у вигляді оригіналу}$$

$$h_2(t - \tau) = R_f \cdot \left[1 - e^{-\lambda_f(t-\tau)} \cdot \left(\cos(\omega_{df} \cdot (t-\tau)) + \frac{\sin(\omega_{df} \cdot (t-\tau))}{\sqrt{4 \cdot Q_f^2 - 1}} \right) \right] + L_f \cdot A_{\omega 1,2} \cdot e^{-\lambda_f(t-\tau)} \cdot \sin(\omega_{df} \cdot (t-\tau)).$$

Формула z -зображення $H_2(z, m)$ визначається подібно і тут не наводиться з причини громіздкості. Передавальна функція єдино-імпульсної моделі блоку 2 з фільтром живлення матиме вигляд

$$G_2(z) = u_b(z)/i_g(z) = H_2(z, 0) - H_2(z, m_2) - H_2(z, m_3) + H_2(z, m_4) + h_2(m_2 \cdot T) - h_2(m_3 \cdot T) - h_2(m_4 \cdot T) \quad (4)$$

для: $m_1=0$; $m_2=-t_p/T$; $m_3=-1/2$; $m_4=-1/2-t_p/T$. Або для фільтру живлення як для суттєво інерційної пасивної схеми

$$G_{12}(z) = u_b(z)/i_g(z) = H_2(z, m_1) - H_2(z, m_2) - g_2(m_1 \cdot T) + g_2(m_2 \cdot T)$$

для: $m_1 = -t_p/(2 \cdot T)$; $m_2 = -1/2 - t_p/(2 \cdot T)$. Тут $H_2(z, m_i) = Z[g_2(n, m_i)]$, $g_2(n, m_i)$ – оригінал $G_2(s)$ в дискретному часі з відповідними часовими зміщеннями.

Оскільки вихідна напруга фільтру живлення u_b комутується інвертором напруги VI , слід визначити відповідну перехідну функцію резонансного контуру у вигляді $H_3(s) = G_3(s)/s$ та її оригінал

$$h_3(t - \tau) = C_r \cdot A_{\omega_3} \cdot e^{-\lambda_r(t - \tau)} \cdot \sin(\omega_{dr} \cdot (t - \tau)), \text{ де } G_3(s) = \frac{i_g(s)}{u_g(s)} = \frac{s \cdot C_r}{(s/\omega_{0r})^2 + s/(\omega_{0r} \cdot Q_r) + 1}.$$

Моделювання

Для перевірки адекватності запропонованого вище підходу визначення передавальної функції PI було створено імітаційну *Simulink*-модель PI на рис. 3 згідно єдино-імпульсної моделі PI на рис. 1, в, г за принципом причинно-наслідкових зв'язків. Входом моделі є напруга живлення u_s , а виходом – напруга навантаження u_q .

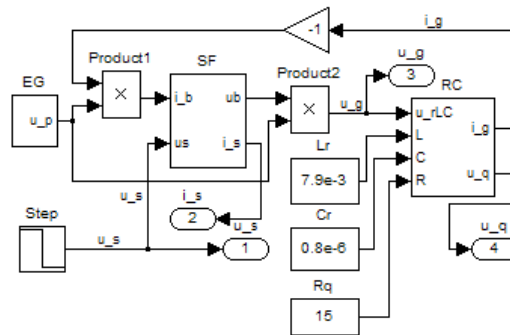


Рис. 3. Блок схема імітаційної єдино-імпульсної моделі резонансного інвертору

В моделі на рис. 3 інвертор напруги VI моделюється еквівалентним генератором EG і множниками Product1, Product2. Блок SF моделює RLC -фільтр живлення з параметрами: $R=0,054 \text{ Ohm}$; $L=0,0608 \text{ mH}$; $C=42000 \text{ uF}$; частота полюсу $f_0=100 \text{ Hz}$; добротність $Q=0,707$. Блок RC моделює резонансний контур з навантаженням. Параметри схеми: $L_r=7,95 \text{ mH}$; $C_r=0,8 \text{ uF}$; резонансна частота $f_0=2000 \text{ Hz}$; добротність $Q_r=6,7 \dots 10$ (але може збільшуватися при зменшенні опору навантаження); мінімальний опір навантаження $R_{\min}=10 \text{ Ohm}$, номінальний $R_r=15 \text{ Ohm}$. Номінальна потужність навантаження PI при напрузі живлення 300 V складає 5 KW .

Для отримання експериментальної вагової функції моделі PI на вхід від блоку Step подається прямокутний сигнал напруги живлення $u_s(t)$ амплітудою 1 V і довжиною в один робочий цикл $0,5 \text{ ms}$. При цьому на виході інвертору генерується один період напруги виду $u_g=v(t)$ як показано на рис. 2. Виникає відгук у вигляді коливань напруги навантаження і в моделі фіксуються амплітудні значення u_{qn} в кожному періоді коливань (крива 3 на рис. 4). Послідовність амплітудних значень вихідної напруги представляє собою дискретну вагову функцію PI $g(n \cdot T) = u_{qn}$ довжиною N відліків, яка обирається із умови достатнього затухання коливань вихідної величини u_{qn} . z -зображення послідовності u_{qn} при вхідній напрузі у вигляді одиничного імпульсу $u_s=1(t)-1(t-T)$ представляє собою експериментальну дискретну передавальну функцію PI

$$W_{RI}(z) = \frac{u_q(z)}{u_s(z)} \approx \sum_{n=1}^N u_{qn} \cdot z^{-n+1}. \quad (5)$$

Тут позначено: n – номер вибірки; N – кількість вибірок в експериментальній послідовності u_{qn} .

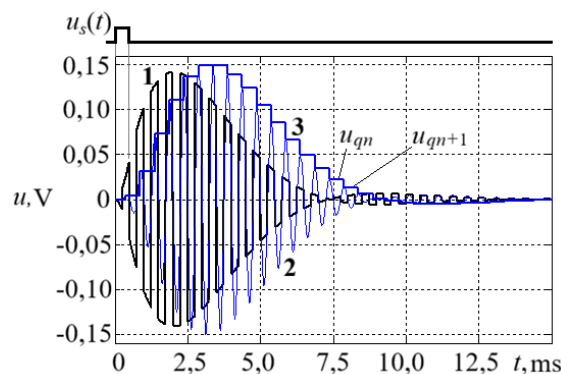


Рис. 4. Епюри процесів імітаційної єдино-імпульсної моделі резонансного інвертору при одиничному імпульсі напруги живлення амплітудою 1 V і тривалістю один робочий цикл T (графік $u_s(t)$ зверху): 1 – напруга на виході інвертору u_g ; 2 – напруга навантаження u_q ; 3 – фіксована в кожному робочому циклі амплітудна напруга навантаження u_{qn}

Цінність експериментальної передавальної функції (5) полягає в простоті її отримання. В продовженні досліджень для спрощення формули послідовність (5) доцільно апроксимувати типовими передавальними

функціями з визначенням коефіцієнтів, тобто провести структурну і параметричну ідентифікацію PI як динамічної системи. Це дозволить отримати простіші вирази порівняно з теоретично отриманими передавальними функціями. Також доцільно буде оцінити залежність точності наближення експериментальної передавальної функції PI від кількості вибірок N .

Істинність єдино-імпульсної моделі на рис. 3 була непрямо підтверджена результатами модельних експериментів зі схемною моделлю на рис. 5. Як видно на рис. 4 і рис. 6, б процеси обох моделей PI, складених за різними концепціями, збіглися між собою за значеннями і за характерами обвідних коливань. На рис. 6, а показано збільшені верхівки імпульсів, по яких видно зміни вихідної напруги інвертору внаслідок падіння напруги на нелінійних характеристиках силових ключів схеми.

Схемна модель PI на рис. 5 містить моделі IGBT Q1-Q4 типу IRG7PSH73K10PBF від International Rectifier ($U_{be_max}=1200$ В; $I_{c_max}(100^\circ\text{C})=130$ А) і моделі силових діодів D1-D4, які враховують їхні нелінійні характеристики і також власні паразитні індуктивності Lw1-Lw4. Наряду з елементами вхідного фільтру Lf і Cf враховано паразитні параметри: Rlp – паралельний опір втрат дроселя; Rf – активний опір дроселя; ESR та LSR електролітичного конденсатора типу PEN200YK4100M від KEMET Electronics Corporation (кількість 42 шт.; $U_{max}=400$ В; $C=1000\mu\text{F}$; $i_{ripple}=32.7$ А; ESR=60 mOhm; загальна ESL=10 nH з врахуванням індуктивності з'єднань).

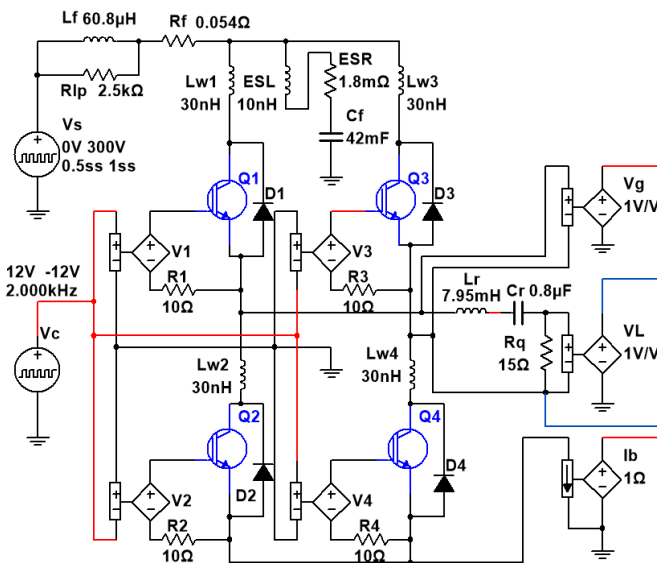


Рис. 5. Схемна модель резонансного інвертору

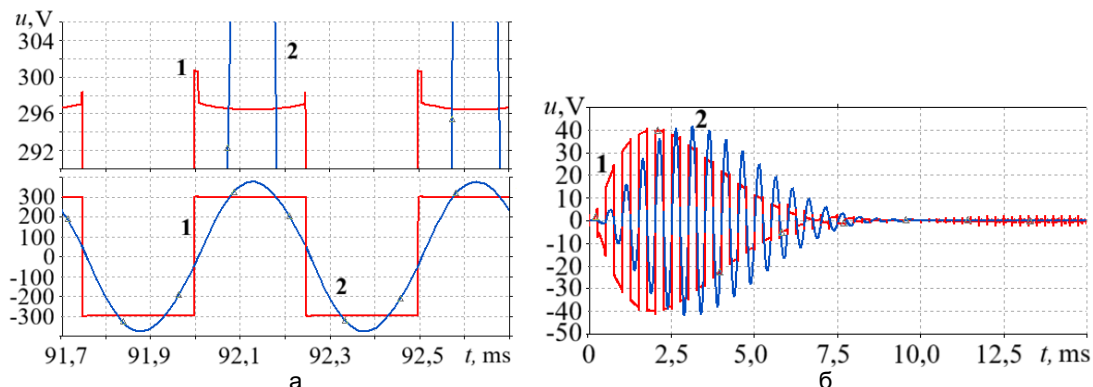


Рис. 6. Епюри процесів схемної моделі резонансного інвертору в стаціонарному режимі (а) та при одиничному імпульсі напруги живлення $u_s = 300$ В тривалістю один робочий цикл $T=0,5$ мс (б):
1 – напруга на виході інвертору u_g ; 2 – напруга на навантаженні u_q

Відносна величина середньоквадратичного відхилення вихідної напруги u_{qn1} єдино-імпульсної моделі на рис. 3 від вихідної напруги u_{qn2} схемної моделі PI на рис. 5 оцінювалася по наступній формулі

$$E_r = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (u_{qn1} - u_{qn2}/u_s)^2}{\sum_{n=1}^N u_{qn1}^2}},$$

де позначено u_s – величина напруги живлення, В; $N=25\ldots 50$ – довжина експериментальної вагової функції. Значення напруг u_{qn1} і u_{qn2} бралися в моменти локальних максимумів $u_{q1}(t)$ і $u_{q2}(t)$ в кожному робочому циклі. Середньоквадратичне відхилення пояснюється різними концепціями моделей PI на рис. 3 і на рис. 5 і також врахуванням в моделі на рис. 5 нелінійних характеристик силових ключів і деяких паразитних параметрів схеми. Відхилення не перевищувало $E_r < 0,051$ при зміні опору навантаження в межах $R_q=10\ldots 15$ Ом і в межах робочої частоти інвертору $2\ldots 3$ кГц. Тому можна припустити, що підхід визначення передавальної функції PI на основі

єдино-імпульсної моделі на рис. 3 є в даному випадку справедливим, оскільки вихідні величини єдино-імпульсної моделі з прийнятною точністю збігалися з вихідними величинами схемної моделі, та зберігався характер обвідної процесів.

Висновки. Важливим результатом даного етапу досліджень є експериментальне підтвердження за допомогою двох моделей істинності запропонованої концепції єдино-імпульсної моделі PI на рис. 1 і на рис. 3. Отримана теоретичним шляхом передавальна функція (1) з її складовими може бути використана для моделювання динаміки систем живлення на основі резонансних інверторів. Оскільки передавальна функція визначена на основі лінеаризованої динамічної моделі з постійним періодом дискретності, вона має певні умови застосування: постійність робочої частоти; неперервність струму резонансного контуру; лінійність пасивних компонентів, лінійність силових ключів і навантаження.

В подальшому планується розповсюдити даний підхід на перетворювачі з повільним частотним регулюванням і дослідити вплив швидкості частотної модуляції на умови комутації силових ключів інвертору. Доцільно також застосувати запропоновану єдино-імпульсну модель для визначення передавальних функцій *DC-DC* резонансних перетворювачів.

Список використаних джерел

1. S. Usha, A. Sowmiya, A. Saipramod, et al., J. Nano- Electron. Phys. 17 No 5, 05014 (2025) [https://doi.org/10.21272/jnep.17\(5\).05014](https://doi.org/10.21272/jnep.17(5).05014)
2. Pavlov, Gennadiy & Vinnychenko, Iryna & Natalia, Nazarova & Obrubov, Andrii & Honcharenko, Volodymyr. (2024). Static Characteristics of Flyback Resonant Converter for Wireless Energy Transfer in Ship Degaussing Systems. TT1.23.1-TT1.23.5. 10.1109/STEE63556.2024.10748094.
3. Pavlov, G., Obrubov, A., & Vinnichenko, I. (2022). Optimizing the operation of charging self-generating resonant inverters. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 1(5(115)), 23–34. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148>
4. Pavlov, G., Obrubov, A., & Vinnichenko, I. (2022). Determining the dynamic model of the charging resonant converter with inductive coupling by an experimental-analytical method. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 4(8 (118)), 17–28. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526> (Original work published August 29, 2022)
5. D. Vinnychenko, N. Nazarova and I. Vinnychenko, "Transformerless High-Voltage Resonant Charging Systems for Capacitive Energy Storage Devices for Electro-Discharge Technologies, "2022 IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)", Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 727-731, doi: 10.1109/ELNANO54667.2022.9927052.
6. M. Wolf and A. Pokryvailo, "High Voltage Resonant Modular Capacitor Charger Systems with Energy Dosage, "2005 IEEE Pulsed Power Conference", Monterey, CA, USA, 2005, pp. 1029-1032, doi: 10.1109/PPC.2005.300477.
7. W. Gong, J. Lin, S. Chang, H. Li and L. Pang, "Resonant Parameters Optimization Design for Improving Operation Performance of LCC-type Resonant Converter," 2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Hefei, China, 2023, pp. 2076-2081, doi: 10.1109/CIEEC58067.2023.10167347.
8. Han, X., Yao, X., & Liao, Y. (2023). Full Operating Range Optimization Design Method of LLC Resonant Converter in Marine DC Power Supply System. Journal of Marine Science and Engineering, 11(11), 2142. <https://doi.org/10.3390/jmse11112142>
9. Hudson T. Understanding LLC Operation (Part I): Power Switches and Resonant Tank. Monolithic Power Systems. 18.04.2024. URL: https://www.monolithicpower.com/learning/resources/understanding-llc-operation-part-i-power-switches-and-resonant-tank?srltid=AfmBOooxwe9to_2N6cHc4-pVgUJ2UBObs5GAZI3h4spbWxlfq125OHJF.
10. Lupenko A., Stakhiv P. Voltage resonant inverter as a power source. Computational Problems of Electrical Engineering. 2014. Vol. 4, issue 1. pp. 17–22.
11. J. Tian, J. Petzoldt, T. Reimann, M. Scherf and G. Berger, "Control system analysis and design of a resonant inverter with the variable frequency variable duty cycle scheme," 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1-5, doi: 10.1109/pesc.2006.1711829.
12. G. Pavlov, I. Vinnychenko, N. Natalia, D. Vinnychenko and A. Obrubov, "Study of the Effect of Transformer Windings Coupling Coefficient of Flyback Resonant Converter for Wireless Energy Transfer on its Output Characteristics," 2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Kharkiv, Ukraine, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916434.
13. G. Gheorghe, A., & E. Marin, M. (2023). Electrical Circuits as Dynamical Systems. IntechOpen. doi: 10.5772/intechopen.105780.
14. Jha, R. K., Kumar, A., Prakash, S., Jaiswal, S., Bertoluzzo, M., Kumar, A., Joshi, B. P., & Forato, M. (2022). Modeling of the Resonant Inverter for Wireless Power Transfer Systems Using the Novel MVLT Method. Vehicles, 4(4), 1277-1287. <https://doi.org/10.3390/vehicles4040067>
15. Holters, Martin & Corbach, Tobias & Zölzer, Udo. (2009). Impulse Response Measurement Techniques and their Applicability in the Real World. Proceedings of the 12th International Conference on Digital Audio Effects, DAFx 2009.
16. H. Baciú and S. Lungu, "Resonance in power converters circuits," 2012 IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), Alba Iulia, Romania, 2012, pp. 183-187, doi: 10.1109/SIITME.2012.6384372.
17. Xingkun Qi, Yonglong Peng, Yabin Li, Parameters Design of Series Resonant Inverter Circuit, Physics Procedia, Volume 24, Part A, 2012, Pages 133-138, ISSN 1875-3892, <https://doi.org/10.1016/j.phpro.2012.02.021>.

18. D. Czarkowski and M. K. Kazmierczuk, "ZVS class D series resonant inverter-discrete-time state-space simulation and experimental results" in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 45, no. 11, pp.1141-1147, Nov. 1998.
19. Çayır, Muzaffer & Özbay, Harun. (2022). PSIM simulation of voltage-fed series resonant inverter for induction heating systems., in press.
20. L. Garces, X. Huang, C. Xu and P. Szczesny, "Dynamic modeling of power electronic systems," 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, USA, 2009, pp. 3411-3414, doi: 10.1109/ECCE.2009.5316242.
21. M. Ruellan, S. Turri, H. B. Ahmed and B. Multon, "Electromagnetic resonant generator, "Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005., Hong Kong, China, 2005, pp. 1540-1547 Vol. 3, doi: 10.1109/IAS.2005.1518650.

СЕКЦІЯ 3. АВТОМАТИКА, ІНФОРМАЦІЙНО-КЕРУЮЧІ СИСТЕМИ І ПРИСТРОЇ

УДК 681.518

*Грешнов А.Ю., доц...; Гайдай Г.Ю., к.т.н.**Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв*

АЛГОРИТМІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ ВІДДАЛЕНОГО НАВЧАННЯ

Головним питанням сьогодення в системі нової освіти та з урахуванням проблем, які постали перед останньою за попередні роки, є опанування студентами вмінь і навичок саморозвитку, що значною мірою досягається шляхом впровадження інноваційних технологій, організації процесу навчання. Водночас слід пам'ятати, що будь-яку педагогічну технологію необхідно розглядати як цілісну систему в єдності компонентів і взаємозв'язків. При цьому нові форми розвитку вимагають нових правил і нових шляхів досягнення результатів. Така позиція вимагає від сучасної освіти реформаційних кроків щодо оновлення її змісту та застосування нових педагогічних підходів, впровадження інформаційних і комунікаційних технологій, що модернізують навчальний процес. Таким чином слід зазначити, що впровадження нових методів віддаленого навчання в учбовий процес, а в результаті і створення сучасних комп'ютерних систем реалізації дистанційного навчання зараз є особливо актуальним.

Метою роботи є реалізація автоматизованої системи віддаленого навчання, а саме її алгоритмічної частини, яка надасть студентам змогу більш ефективного використання систем дистанційного навчання шляхом посилення модуля системи, який відповідає за отримання практичних навичок.

Щодо використання тривимірної системи CADMATIC в курсі «Основи інженерії суден», яка саме і забезпечує отримання практичних інженерних навичок майбутніми конструкторами, то тут треба виділити наступне [1,2]:

- на даний момент система CADMATIC є однією з провідних систем автоматизованого проектування на світовому ринку суднобудування та має більше 950 користувачів в 57 країнах світу (відомі у світі користувачі системи такі, як DAMEN, Wartsila, Ulstein, Oshima, IHC Holland, STX Finland Cruise і т.і.);

- система використовується в комерційному, військовому суднобудуванні та при будівництві яхт;

- система являється відкритою з гнучким інтерфейсом;

- короткий термін навчання роботі з системою;

- висока швидкість створення тривимірної моделі в системі (на 30 % швидше, ніж в аналогічних системах).

Але для даного навчального курсу може бути використано і інші аналогічні автоматизовані системи, такі як TRIBON, AVEVA Marine та ін. [3], які також займають провідні позиції в області суднобудування.

При цьому важливим є той факт, що при роботі користувачів з системою CADMATIC на сервері, де встановлено систему, записується спеціальний файл протоколу їх роботи: dm_nlc_log.txt. Даний файл зберігається на сервері та надає викладачеві всю необхідну інформацію про реальну роботу студента під час віддаленого навчання при проходженні курсу «Основи інженерії суден».

Сам курс може бути розміщено на одній зі сторінок сервера дистанційної освіти, наприклад, Moodle або інших аналогічних систем.

Систему побудовано за модульним принципом для реалізації можливості її розширення та модернізації без перепроєктування системи в цілому. СДН [4] (система дистанційного навчання) – практична частина – складається з наступних модулів [5]:

1. Модуль управління системою в цілому. Основною задачею модулю є виконання функцій адміністрування і контролю роботи інших модулів та користувачів СДН.

2. База знань системи. Однією з основних задач даної СДН є накопичення досвіду передових проектно-конструкторських бюро з проектування сучасних суден та надання доступу до цього досвіду студентам курсу. Саме для вирішення цієї задачі і призначено базу знань.

3. Модуль обміну даними з базою знань. У користувачів СДН можуть виникнути різні за змістом та структурою запити на одержання інформації, що розміщено в базі знань. Даний модуль призначено для формування звітів, що засновано на запитах користувачів.

4. Модуль запису, коригування та видалення учбового контенту. Даний модуль відповідає за створення, коригування та удосконалення навчальних матеріалів, що розміщено в системі Moodle.

5. Модуль управління учбовим процесом. Даний модуль вирішує задачі своєчасного нагадування студентам про проведення відповідних учбових заходів, накопичення інформації про активність студентів в системі, а також про рівень отриманих ними знань і т.п.

6. Модуль аналізу даних та оформлення звітів. Модуль призначено для всебічного аналізу участі студентів в дистанційному освітньому процесі та формування звітів.

7. Модуль обміну даними з суднобудівними системами автоматизованого проектування та системами автоматизованого проектування морської кібернетики. Модуль призначено для дистанційного проведення практичних та лабораторних робіт з тематики новітньої корабельної інженерії, а також для самопідготовки слухачів курсів.

Структурну схему модулів, з яких складається система, наведено на рис. 1.

Схему, яка відображає структуру підсистеми мультимедійного навчання, представлено на рис. 2.

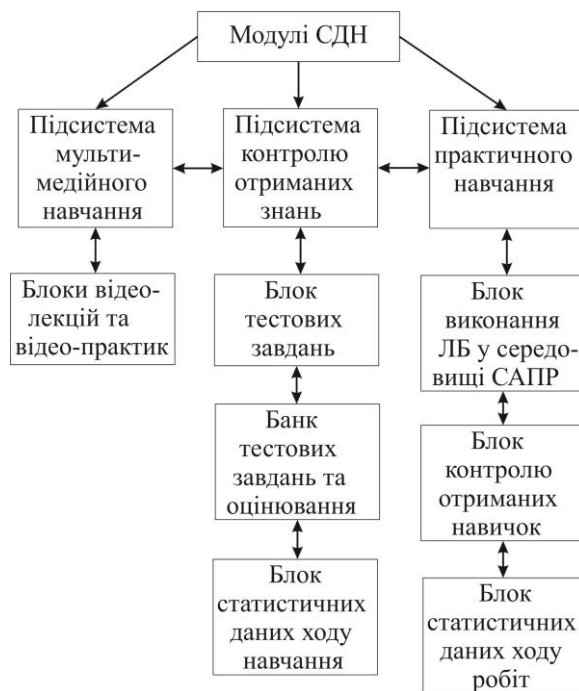


Рисунок 1 – Структурна схема модулів системи

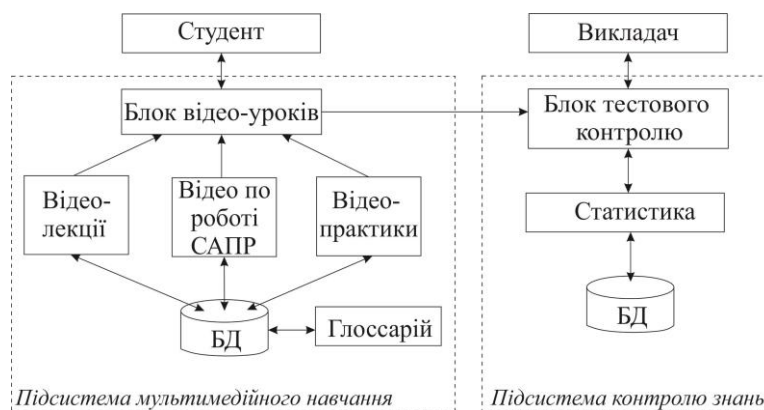


Рисунок 2 – Структурна схема підсистеми мультимедійного навчання

Блок відео-лекцій та відео-практик, що є складовою підсистеми мультимедійного навчання, складається з набору окремих систематизованих уроків щодо розуміння сутності предметної області (а саме, інженерії суден), а також базових основ роботи у середовищі конкретної суднобудівної системи автоматизованого проектування [6]. Кількість та зміст відео-уроків може змінюватися у відповідності до типу системи та дисципліни.

Підсистема контролю отриманих знань підготує студента до безпосередньої роботи в середовищі системи автоматизованого проектування в процесі розробки проекту судна і уявляє собою тестові завдання двох типів – проміжні та контрольний (фінальний). Саме успішне проходження даних тестових завдань є допуском до роботи у системі проектування.

Підсистема практичного навчання є основним модулем системи, що розробляється, який реалізує алгоритм безпосередньої віддаленої роботи студента в середовищі системи автоматизованого проектування під чітким контролем викладача задля отримання якісних практичних знань конструювання суден, які необхідні сучасному конструктору, щоб бути конкурентоспроможним на міжнародному ринку праці. Дана підсистема також має блок контролю знань, що уявляє собою виконання випускного проекту на базі отриманих навичок роботи в системі автоматизованого проектування задля підтвердження своєї кваліфікації.

Опис основних структурних та функціональних елементів комп'ютерної системи навчання роботі в середовищі системи автоматизованого проектування, а також їх взаємозв'язків дозволяє перейти до розробки алгоритмічного забезпечення системи дистанційного навчання.

Відповідно до цього алгоритму система працює наступним чином:

1. Запуск системи дистанційного навчання на персональному комп'ютері студента.

2. Авторизація та аутентифікація студента у системі.

3. Вибір студентом відповідного режиму роботи (студент може самостійно обрати відповідний розділ в залежності від його початкового рівня; тобто почати з теорії, потім перейти до перевірки отриманих знань, а після цього вже перейти до одержання практичних навичок; однак учень може перестрибнути теоретичне навчання, якщо вважає таке за потрібне, але до набуття практичних навичок можна перейти тільки, якщо є допуск на базі контрольного тестування).

4. Якщо почати за порядком з теоретичного навчання, то студент у відповідній дистанційній системі навчання, де розміщено навчальні матеріали, обирає для себе серед списку відео-уроків той, який вважає за потрібним (це може бути за порядком або ні); у разі необхідності можливий повторний перегляд.

5. Після детальної проробки відео-лекцій студент переходить до контрольного тестування теоретичного рівня, який необхідний, щоб виконати усі лабораторні роботи; тестування складається з декількох тестів, що також розміщені у системі дистанційного навчання, які об'єднано за відповідними темами; кількість спроб необмежена і продовжується до тих пір, доки студент не набере достатню кількість балів для наступного модулю; за потреби можливо знову повернутися до відео-лекцій.

6. Після одержання допуску до наступного модулю системи, студент переходить до розділу отримання практичних навичок за рахунок спеціального коду доступу до віддаленої робочої станції з використанням системи, яка може надати останній, де студент може безпосередньо працювати в системі автоматизованого проектування або іншій автоматизованій системі у віддаленому режимі, але під повним контролем викладача; в даному модулі також можна обирати необхідну лабораторну роботу та виконувати її відповідно до розкладу занять або у зручний для студента та викладача час; роботи виконуються до тих пір, доки не набереться допустима кількість балів.

7. Після успішного виконання лабораторних робіт студент переходить до самостійного виконання випускної кваліфікаційної роботи (при цьому викладач, або навіть практикуючий конструктор, може спостерігати на своїй робочій станції процес виконання роботи і у разі необхідності втрутитися); після завершення виконання роботи студент отримує якісні практичні навички майбутнього інженера.

Список використаних джерел

1. Полярдик, Н., Гевко, О. (2023). Дистанційне навчання в умовах війни: виклики та можливості для системи вищої освіти України. *Збірник наукових праць Національної академії державної прикордонної служби України. Серія: педагогічні науки*, № 3 (34), с. 57-72. DOI: <http://doi.org/10.32453/pedzbirnyk.v34i3.1467>

2. Троцько, В., Чернозубкін, І. (2023). Досвід використання системи дистанційного навчання в умовах воєнного стану. *Вчені записки університету «Крок»*, № 20 (70), с. 100-105. DOI: <https://doi.org/10.31732/2663-2209-2022-70-100-105>

3. Arkorful, V., and Abaidoo, N. (2015). The role of e-learning, advantages and disadvantages of its adoptions in higher education. *International Journal of Instructional Technology and distance learning*, vol. 12, no. 1, pp. 29-43.

4. Evans, D., and Shortall, T. (2011). Student's views on the advantages and disadvantages of Open Distance Learning versus traditional On-Campus Learning in Master's degree course for languages teachers in a British University. *J Nurs Studies NSNG*, vol. 10, no. 1, pp. 21-30.

5. Zhukov, Yu.D., Haidai, H.Yu., Kudin, O.O. (2022). The current state and prospects of the use of distance learning instruments during study ship engineering. *Information Technology and Learning Tools*, vol. 87, no. 1, pp. 151-165. DOI: <https://doi.org/10.33407/itlt.v87i1.4505>

6. Гайдай, Г.Ю., Грешнов, А.Ю. (2025). Розробка алгоритмічного забезпечення системи віддаленого навчання основам корабельної інженерії. *Збірник наукових праць Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова*, № 1 (499), с. 113-117. URL: <https://eir.nuos.edu.ua/handle/123456789/10423>

УДК 681.518

Гайдай Г.Ю., к.т.н.; Івженко О.В.

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

КОМП'ЮТЕРНА СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ ІНФОРМАЦІЙНИМИ ПОТОКАМИ У НАВЧАЛЬНОМУ ПРОЦЕСІ

Система освіти змінюється під впливом зовнішніх факторів, таких, наприклад, як пандемія або війна, а дистанційна форма освіти набуває попиту серед населення. Для того, щоб більш ефективно організувати процес навчання онлайн, важливим питанням є вивчення та введення у користування педагогічних технологій в організації дистанційної освіти. Такі нововведення окрім основної функції захисту життя і здоров'я студентів та персоналу навчального закладу несуть додаткові переваги, серед яких можливість для студентів та викладачів фізично знаходитись далеко від навчального закладу та у комфортній для кожного обстановці, можливість індивіда набувати освіти, що не потребує нагляду, у зручний для нього час, можливість за певний проміжок часу надавати освіту більшій кількості людей шляхом автоматизації великої кількості процесів, до яких можна віднести

перевірку та створення тестів, ведення звітів, пошук та надання навчального матеріалу, можливість зменшити величину негативного впливу соціальних взаємодій на набуття освіти індивідом та ін.

Таким чином, у галузі освіти почався процес глобалізації, який має на меті накопичення перевірених знань спочатку в базах даних університетів, а потім у наукових центрах задля аналізу, стандартизації та стрибкоподібного переходу до нового рівня якості знань.

Метою роботи є розробка та практична реалізація комп'ютерної системи для проведення навчальних онлайн курсів в дистанційному форматі з можливістю придбання студентами практичних навичок, та яку може бути реалізовано як у вищих навчальних закладах, так і поза ними.

Запропонована система складається з двох функціонально непов'язаних модулів: теоретичного та практичного. Виходячи з цього, і того, що функції модулів не протидіють одна одній, останні можуть бути апаратно реалізовані за допомогою одного ЕОМ-сервера, а також, за умови необхідності, модулі системи можуть бути реалізовані за допомогою різних ЕОМ-серверів або ЕОМ-сервера та хостингу.

Теоретичний модуль системи уявляє собою сайт, розроблений за допомогою конструктора сайтів Moodle і який вдосконалюється силами виділеної команди спеціалістів за допомогою веб-сервісу для хостингу проєктів на базі систем керування версіями (github, bitbucket, тощо [1,2]). Розташовуватися сайт буде на ЕОМ-сервері (рис. 1), який доступний студентам за доменним ім'ям через мережу Інтернет для перегляду та взаємодії з контентом сайту (матеріали різного роду лекцій, тести з пройденого матеріалу, план проведення практичних занять, тощо).

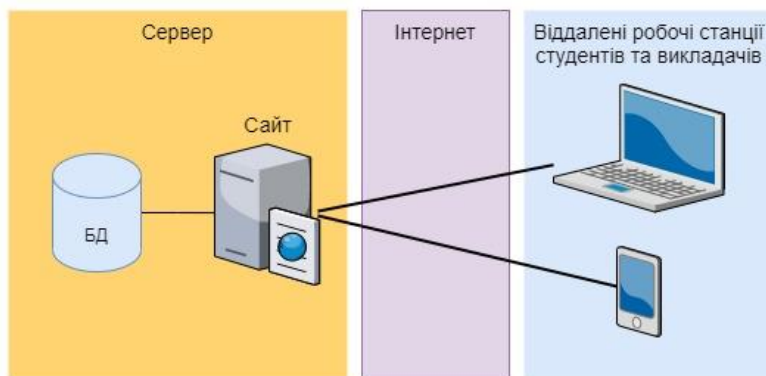


Рисунок 1 – Структурна схема теоретичного модуля системи

Практичний модуль системи складається з ЕОМ-сервера та робочих станцій (рис. 2), що знаходяться в одній локальній мережі, і до яких будуть віддалено підключатися студенти, використовуючи програму TeamViewer [3].

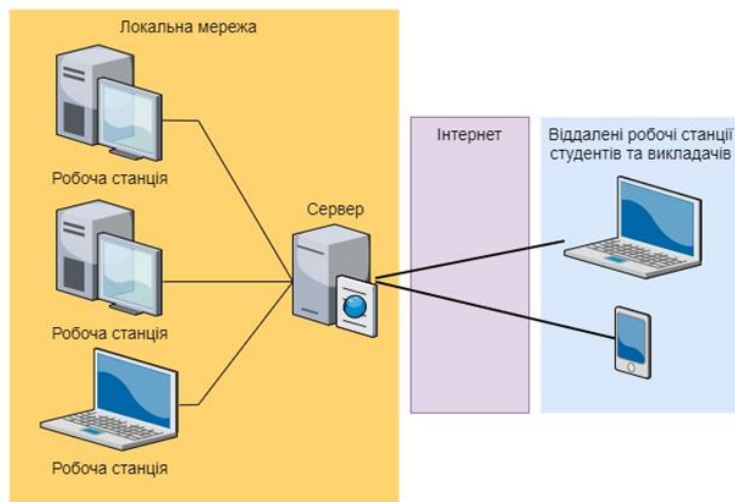


Рисунок 2 – Структурна схема практичного модуля системи

Для запуску описаної вище системи попередньо необхідно встановити програму TeamViewer на віддалені робочі станції студентів. Після першого запуску програми буде відкрито її головну сторінку, де необхідно виконати загальні налаштування [4] (у дужках вказано шлях до сторінок з налаштуванням):

- 1) створити курс (Особистий кабінет / Адміністрація / Курси / Управління курсами та категоріями / Додати курс);
- 2) створити користувача (Особистий кабінет / Адміністрація / Користувачі / Облікові записи / Список користувачів);
- 3) створити групу користувача (Особистий кабінет / Адміністрація / Користувачі / Облікові записи / Глобальні групи / Додати глобальну групу);

- 4) додати користувача до групи (Особистий кабінет / Адміністрація / Користувачі / Облікові записи / Глобальні групи / Призначити);
- 5) додати користувача на курс (Особистий кабінет / Мої курси / Курс / Учасники);
- 6) у редагуванні курсу додати елементи або ресурси курсу (Особистий кабінет / Мої курси / Курс);
- 7) додати подію «Практичне заняття» для групи, яку буде повідомлено усім учасникам курсу (Особистий кабінет / Мої курси / Курс / Загальне / Оголошення).

Після цього студент може переглядати матеріали курсу та працювати з тестами (Особистий кабінет / Мої курси / Курс / Тема 1 / Перша лекція). При настанні дати практичної роботи, та за вказаний період перед нею, кожного студента групи буде сповіщено про її початок.

Оцінки тестів курсу зберігаються та можуть бути переглянуті викладачем для допуску до лабораторної та практичної роботи чи ведення звіту (Особистий кабінет / Мої курси / Курс / Оцінки / Управління оцінками / Звіт за оцінками).

Для віддаленого запуску робочої станції викладачем необхідне додаткове налаштування TeamViewer (рис. 3). Для цього необхідно активувати функцію "Wake-On-Lan" [5] через BIOS комп'ютера:

1. Запустити персональний комп'ютер та натискати кнопку включення BIOS;
2. Після запуску BIOS необхідно перейти до вкладки «Power»;
3. У списку вибрати «Wake-On-Lan» та активувати її;
4. Натиснути клавішу F10 для збереження налаштувань та перезавантаження комп'ютеру.

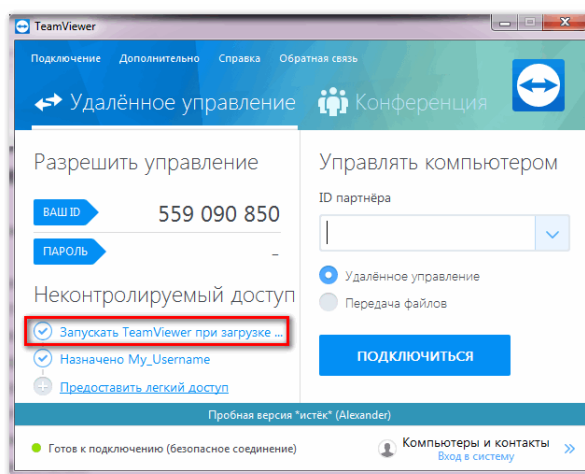


Рисунок 3 – Основне вікно програми TeamViewer

Для заборони закриття саме TeamViewer, необхідно зробити у налаштуваннях: «TeamViewer» -> «заборонити закриття», додатково можна ще захистити паролем, тоді користувач точно не зможе завершити роботу програми.

Після початку тренінгового курсу кожен студент отримує від викладача пароль для доступу до курсу, або до окремих його частин, та до графіка проведення практичних та лабораторних занять. Після чого студент може переглянути матеріали електронних лекцій, а також методичні вказівки та відео-уроки з підготовки до практичних робіт. Після проходження кожної теми студент проходить проміжний тест, а по завершенню курсу – контрольний тест, що є підставою для допуску до лабораторного заняття.

При настанні дати практичного заняття студент отримує від викладача ідентифікатор робочої станції/сесії, що може змінюватися від заняття до заняття, і одноразовий, тимчасовий пароль для доступу за допомогою системи дистанційного керування до управління віддаленою робочою станцією з необхідним програмним забезпеченням (ПЗ). Дані для встановлення сеансу з виконання практичної або лабораторної роботи передаються студенту викладачем за допомогою «подій», створених на сайті з навчальними матеріалами.

Після під'єднання до робочої станції студенти запускають відповідне ліцензійне ПЗ і виконують практичні завдання відповідно до заздалегідь вивчених за допомогою відео-уроків і методичних вказівок принципів і порядку роботи, але під безпосереднім постійним онлайн контролем викладача, який може у будь-яку мить взяти керування на себе задля візуального перегляду та виправлення помилок студентів.

З точки зору викладача система дещо складніша, проте кардинально не відрізняється від підготовки до звичайного (недистанційного) навчального (тренінгового) курсу. Алгоритм дій викладача можна умовно розділити на три етапи:

1. Викладач має розмістити наявні в нього лекційні, методичні, відео-, тестові та ін. навчальні матеріали, які не потребують постійного контролю з боку викладача для засвоєння студентами по темах у курсі на сайті. Розмістивши навчальний матеріал на сайті, викладач надає доступ до нього студентам. Реалізувати це можна, створивши кожному студенту обліковий запис (акаунт) з автоматичним розсиланням пароля на їх електронну пошту, створивши групу для поєднання студентів і спрощення масових дій над акаунтами студентів, додавши студентів до групи і надавши групі доступ до курсу з актуальними навчальними (тренінговими) матеріалами.

2. Цей етап може проводитись одночасно або через значний проміжок часу після першого етапу. Надавши доступ до навчального матеріалу студентам, викладач призначає дату і час наступного практичного чи лабораторного заняття за допомогою функції у системі сайту – «подія». Для резерву, ці дії можна реалізувати також за допомогою особистих засобів зв'язку: електронної пошти, мобільного телефону, SMS, месенджерів та ін. Проте варіант з сайтом залишається пріоритетним, тому що дозволяє створити нагадування для студентів, яке автоматично попередить студентів про наближення часу початку практичного заняття. Функціонал може бути вдосконалено, а також не потребує сторонніх засобів, завдяки чому викладачу не доведеться стикатися з проблемою, коли треба згадувати, завдяки якому ПЗ реалізується та чи інша частина алгоритму проведення тренінгових курсів.

3. Практична частина передбачає наявність принаймні однієї людини в приміщенні з робочими станціями, до яких будуть під'єднуватися студенти під час практичних занять. Це необхідно для запобігання несанкціонованих дій студентів, чи осіб, що вдають з себе студентів. Цією людиною може виступати сам викладач, проте не виключено, що викладач також, як і студенти, буде під'єднуватися до робочої станції віддалено, але зі своїм доступом, що можна реалізувати за допомогою налаштування ПЗ TeamViewer. Тоді ці обов'язки повинні бути покладені на іншу людину.

Викладач також повинен мати можливість в будь-який момент практичного заняття:

- односторонньо перервати віддалене керування обраною робочою станцією;
- перехопити керування обраною робочою станцією;
- закрити ліцензійне ПЗ;
- вимкнути робочу станцію.

Кожен пункт є необхідним для: запобігання несанкціонованих дій студента або третьої особи, що отримала доступ до робочої станції (наприклад, шляхом перехоплення пароля студента), або звичайного закінчення практичного заняття. Реалізація кожного пункту можлива за допомогою встановленого з'єднання ПЗ TeamViewer власноруч викладачем чи завдяки повідомленню наглядового персоналу.

Висновок. У роботі вдосконалено комп'ютерну систему для проведення тренінгових курсів в дистанційному режимі для роботи в умовах карантину, війни та поза ними, що дозволило реалізувати віддалене навчання з можливістю прямої взаємодії студента та викладача в режимі реального часу, а також зробити акцент на придбанні під час навчання саме практичних навичок роботи, оскільки система вирішує проблему дороговартісних ліцензій, які «не по карману» звичайному студенту. Розроблена система складається з двох взаємопов'язаних модулів, які використовують різні інструменти навчання. Основною функцією системи є набуття студентом нових знань та практичних навичок роботи шляхом проходження тренінгових курсів у дистанційному режимі. До додаткових функцій належать ведення звітності оцінок студентів та створення бази коректних та перевірених навчальних матеріалів. Функціонал розробленої системи має значний простір для подальшого розширення та вдосконалення.

Список використаних джерел

1. Штихно Л.В. Дистанційне навчання як перспективний напрям розвитку сучасної освіти / Л.В. Штихно // *Young Scientist*. – 2016. – № 6 (33). – С. 489-493.
2. Arkorful, V., & Abaidoo, N. (2015). The role of e-learning, advantages and disadvantages of its adoptions in higher education. *International Journal of Instructional Technology and distance learning*, vol. 12, no. 1, 29-43.
3. Lemeshko, O.V., Yankovets, O.V., Lemeshko, V.V., Yankovets, A.V., & Basaraba, I.O. (2020). Massive open online courses as a means of border guards' professional competence development. *Information Technologies and Learning Tools*, vol. 75, no 1, 279-293.
4. Pogorilyi, V.V., Dudikova, L.V., Yakymenko, O.Hr., Poyda, S.A., & Koval, B.F. (2020). Improvement of learning outcomes in educational process of intern-pharmacists using distance learning elements. *Information Technologies and Learning Tools*, vol. 76, no 2, 236-249.
5. Zhukov, Yu.D., Haidai, H.Yu., & Kudin, O.O. (2022). The current state and prospects of the use of distance learning instruments during study ship engineering. *Information Technology and Learning Tools*, vol. 87, 1, 151-165.

УДК 629.5.015.4:681.5:519.21

Демідов І. А.

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

ІНТЕГРАЦІЯ СТОХАСТИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ РУХУ МРО В ОПТИЧНУ СИСТЕМУ ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ ДЛЯ АДАПТИВНОГО КЕРУВАННЯ

Сучасні морські рухомі об'єкти (МРО), зокрема безекипажні надводні та підводні апарати, функціонують в умовах складної та динамічної акваторії, що характеризується значним рівнем невизначеності. Основними джерелами цієї невизначеності є зовнішні збурення (хвильові процеси, вітер, течії), а також внутрішні фактори, пов'язані з обмеженою точністю сенсорів, затримками в каналах зв'язку та похибками навігаційних систем [1].

Традиційні підходи до керування МРО базуються на припущенні про необхідність мінімізації впливу збурень з метою забезпечення максимальної точності відтворення заданої траєкторії. Однак у ряді прикладних задач,

зокрема при забезпеченні скритності руху або протидії прогнозуванню траєкторії, така стратегія є недостатньо ефективною [2]. У цьому випадку доцільним є формування керованої стохастичної поведінки об'єкта, при якій відхилення від заданої траєкторії не лише допускаються, але й цілеспрямовано формуються з урахуванням поточного стану середовища [3].

З точки зору математичного опису, такі процеси доцільно розглядати в рамках стохастичних моделей, які дозволяють адекватно враховувати випадкові збурення та їх часову і спектральну структуру [4]. У роботах Тимченка В. Л. показано, що стохастичні процеси можуть бути ефективно використані для опису навігаційних задач, а також для формування адаптивних алгоритмів обробки інформації в умовах невизначеності [5].

Разом з тим, однією з ключових проблем є інтерпретація великої кількості різномірних параметрів, що описують стан системи та середовища. Ці параметри мають різні фізичні розмірності, діапазони зміни та рівні впливу на динаміку об'єкта. Без їх узгодженого перетворення у єдиний формат неможливо реалізувати ефективну систему прийняття рішень [6].

Перспективним підходом до вирішення цієї задачі є використання оптичних моделей обробки інформації, зокрема Coloroid-подібних систем, у яких параметри середовища відображаються у вигляді кольорових станів. Такі системи дозволяють реалізувати багаторівневу обробку інформації із застосуванням принципів змішування та фільтрації кольорів, що відповідає ідеям багатокритеріального прийняття рішень [7].

У цьому контексті актуальною є задача інтеграції стохастичних параметрів руху МРО у оптичну систему прийняття рішень, що дозволяє поєднати фізично обґрунтоване моделювання середовища з інтуїтивно зрозумілою та формалізованою процедурою вибору режиму керування.

Метою даного дослідження є розробка узгодженого методу перетворення стохастичних параметрів руху морського рухомого об'єкта та характеристик навколишнього середовища у нормоване представлення, придатне для подальшої обробки в оптичній системі прийняття рішень типу Coloroid DSS, а також визначення на його основі адаптивних режимів керування об'єктом у межах заданої траєкторії руху.

У процесі функціонування МРО формується сукупність різномірних параметрів, що описують як власну динаміку об'єкта (відхилення курсу, швидкісні компоненти, кутові швидкості), так і вплив зовнішнього середовища (хвильове збурення, вітер, течії), а також стан інформаційно-вимірювальної підсистеми (шум сенсорів, якість зв'язку, геометричні обмеження акваторії, щільність руху) [1, 6]. Зазначені параметри характеризуються різною фізичною природою, масштабами зміни та ступенем впливу на траєкторію руху, що унеможливає їх безпосереднє використання в єдиному алгоритмі прийняття рішень. У зв'язку з цим виникає необхідність побудови процедури їх уніфікації, яка передбачає перехід від фізичних величин до безрозмірних показників ризику. Таке перетворення здійснюється шляхом нормування відносно еталонних значень і допустимих відхилень, що дозволяє отримати компактне представлення стану системи у вигляді вектора нормованих параметрів [6]. Отримані значення відображають ступінь відхилення поточного режиму функціонування від номінального та можуть бути інтерпретовані як кількісна оцінка ризику.

Подальшим етапом є відображення нормованих параметрів у простір кольорових станів, що реалізується за допомогою багаторівневої оптичної DSS-системи. Використання підходів, запропонованих у роботах Тимченка В. Л., дозволяє представити процес прийняття рішень у вигляді послідовності операцій змішування та фільтрації кольорів, що відповідає фізичній інтерпретації обробки інформації [5, 7]. При цьому кожен рівень DSS забезпечує певний етап узагальнення: від первинної оцінки стану до формування кінцевого рішення. Таким чином, у рамках поставленої задачі необхідно реалізувати послідовність перетворень, що включає етапи формування набору стохастичних параметрів руху та середовища, нормування їх до безрозмірного вигляду, відображення у кольоровий простір відповідно до принципів оптичної обробки, багаторівневу DSS-агрегацію параметрів, інтерпретацію результату у вигляді режиму керування МРО.

Реалізація запропонованого підходу базується на послідовному перетворенні стохастичних параметрів руху морського рухомого об'єкта та характеристик навколишнього середовища у формалізоване представлення, придатне для обробки в багаторівневій системі прийняття рішень. Така процедура включає декілька взаємопов'язаних етапів: формування сигналів параметрів, їх нормування, перетворення у кольорові стани та подальшу обробку в рамках Coloroid DSS. На першому етапі формується множина часових сигналів, що описують стан об'єкта та середовища. До них відносяться, зокрема, кут курсу, швидкісні компоненти руху, хвильове збурення, швидкість вітру та течії, рівень шуму сенсорів і якість зв'язку. Формування цих сигналів здійснюється з урахуванням стохастичної природи відповідних процесів. Наприклад, хвильове збурення моделюється як суперпозиція гармонічних компонент зі випадковими фазами:

$$w(t) = \sum_{k=1}^N A_k \sin(2\pi f_k t + \varphi_k)$$

де A_k, f_k, φ_k — амплітуда, частота та фаза відповідної гармоніки.

Вітер і течія формуються як випадкові процеси з урахуванням середнього значення та турбулентної складової:

$$v_{wind}(t) = V_{mean} + \eta(t)$$

де $\eta(t)$ — випадковий процес із заданими статистичними характеристиками.

У програмній реалізації ці сигнали формуються за допомогою відповідних функцій MATLAB, що генерують стохастичні процеси із заданими параметрами.

Оскільки отримані параметри мають різні фізичні розмірності, на наступному етапі виконується їх приведення до безрозмірного вигляду. Для цього використовується нормування відносно еталонного значення та допустимого відхилення:

$$r_i = \frac{|x_i - x_{ref}|}{thr_i}, r_i \in [0,1],$$

де x_i — поточне значення параметра, x_{ref} — еталонне значення, thr_i — порогове значення.

У MATLAB це реалізується наступним чином:

```
risks.heading_error = clamp01(mean(abs(wrap_to_pi(sim.channels.heading - ref.heading))) / thr.heading_error);
```

```
risks.wind_speed = clamp01(mean(abs(sim.channels.wind_speed - ref.wind_speed)) / thr.wind_speed);
```

Функція clamp01 забезпечує обмеження значень у діапазоні [0,1], що дозволяє інтерпретувати r_i як рівень ризику.

Отримані нормовані значення параметрів інтерпретуються як рівні ризику та відображаються у кольоровому просторі. На першому рівні використовується RGB-представлення, яке забезпечує базову оцінку стану системи:

$r_i < 0.33$ — низький ризик (Blue),

$0.33 \leq r_i < 0.66$ — середній ризик (Green),

$r_i \geq 0.66$ — високий ризик (Red).

На цьому етапі формується первинна оцінка стану системи на основі трьох ключових груп параметрів. Крім представлення параметрів у RGB-просторі, доцільним є використання альтернативного кольорового представлення в системі Cyan–Magenta–Yellow (CMY), яке широко застосовується в оптичних моделях обробки інформації та відповідає принципам кольорової фільтрації [7].

Перехід до CMY-простору здійснюється на основі тих самих нормованих значень ризику r_i , що використовуються для формування RGB-компонент. При цьому використовується аналогічна схема порогового перетворення:

$r_i < 0.33$ — Cyan (C),

$0.33 \leq r_i < 0.66$ — Magenta (M),

$r_i \geq 0.66$ — Yellow (Yel).

Таким чином, кожен параметр системи може бути представлений як у RGB-просторі (для первинної оцінки), так і в CMY-просторі (для подальшої фільтрації), що забезпечує узгоджене багаторівневе представлення інформації.

Подальша обробка виконується у межах трирівневої Coloroid DSS-системи, що базується на принципах оптичного змішування та фільтрації кольорів.

На першому рівні три групи параметрів (експертів) формують кольоровий стан у просторі RGB. Комбінація кольорів дозволяє отримати узагальнену оцінку стану системи. У випадку виявлення критичного стану можливе дострокове завершення аналізу (early stop) та негайний перехід до захисного режиму.

На другому рівні використовується система кольорових фільтрів (cyan, magenta, yellow), які реалізують логіку селекції сигналів. Кожен сигнал проходить через відповідний фільтр, і лише компоненти, що відповідають спектру фільтра, передаються далі. Математично це відповідає операції перетину множин або логічного "AND" між кольоровими компонентами. На третьому рівні реалізується послідовна фільтрація, яка може бути інтерпретована як віднімання кольорових компонент із вхідного сигналу. Це дозволяє поступово виключати незначущі або надлишкові складові.

Отриманий фінальний кольоровий стан C_{out} у результаті багаторівневої DSS-обробки, може набувати значень як у базовому RGB-просторі, так і в CMY-просторі, а також їх комбінацій. Зокрема, система може формувати такі кольорові стани:

Blue (B) — стабільний режим функціонування;

Green (G) — помірний рівень збурень;

Red (R) — критичний стан;

Cyan (C) — режим стабілізації з мінімальними збуреннями;

Magenta (M) — режим адаптивного обмеження динаміки;

Yellow (Yel) — режим підвищеної обережності з обмеженням маневреності;

Black (Blc) — відсутність визначеного рішення (повне пригнічення сигналу).

Відповідно до цього режиму змінюються параметри формування стохастичних збурень, що накладаються на базову траєкторію:

$$x(t) = x_{ref}(t) + \Delta x(t),$$

де $\Delta x(t)$ формується як комбінація шумів різного типу (гаусового, рівномірного, пуассонівського) з коефіцієнтами, що залежать від рішення DSS. Таким чином, система забезпечує адаптивне керування траєкторією, при якому рівень та характер стохастичних відхилень узгоджується з поточним станом середовища та об'єкта.

Висновки. У роботі запропоновано підхід до інтеграції стохастичних параметрів руху морського рухомого об'єкта та характеристик навколишнього середовища у багаторівневу оптичну систему прийняття рішень типу Coloroid DSS. На відміну від традиційних методів, орієнтованих на мінімізацію впливу збурень, розроблений підхід дозволяє використовувати стохастичні процеси як керований інструмент формування траєкторії руху.

Показано, що приведення різнорідних параметрів до безрозмірного вигляду шляхом нормування дозволяє сформувати єдиний інформаційний простір для подальшої обробки. Перетворення нормованих значень у кольорові стани забезпечує інтуїтивно зрозумілу та водночас формалізовану інтерпретацію рівнів ризику, що відповідає принципам оптичної обробки інформації.

Запропонована трирівнева структура Coloroid DSS дозволяє реалізувати багатокритеріальне прийняття рішень із урахуванням взаємного впливу параметрів. Встановлено, що отримане кольорове рішення може бути безпосередньо пов'язане з вибором режиму керування морським рухомим об'єктом, що забезпечує адаптивну зміну характеристик руху залежно від поточного стану середовища.

Особливістю запропонованого підходу є формування керованої непередбачуваності траєкторії, що досягається шляхом зміни амплітудно-частотних характеристик стохастичних збурень відповідно до результатів DSS. Це дозволяє поєднати фізичну правдоподібність руху з підвищенням його варіативності та стійкості до прогнозування. Отримані результати можуть бути використані при розробці систем автономного керування МРО, а також при створенні інтелектуальних навігаційних систем, що функціонують в умовах невизначеності та обмеженої інформації.

Список використаних джерел

1. Fossen T. I. Handbook of Marine Craft Hydrodynamics and Motion Control. – Chichester: Wiley, 2011.
2. Skjetne R., Fossen T. I., Kokotović P. V. Adaptive maneuvering, with experiments, for a model ship in a marine control laboratory // Automatica. – 2004. – Vol. 40. – P. 289–298.
3. Bishop C. M. Pattern Recognition and Machine Learning. – New York: Springer, 2006.
4. Papoulis A., Pillai S. U. Probability, Random Variables and Stochastic Processes. – 4th ed. – New York: McGraw-Hill, 2002.
5. Тимченко В. Л. Стохастичні процеси в задачах навігації морських рухомих об'єктів. – Одеса: Астропринт, 2008.
6. Тимченко В. Л., ін. Методи обробки навігаційної інформації в умовах невизначеності // Вісник НУК. – 2012. – №3. – С. 45–52.
7. Тимченко В. Л. Оптичні моделі прийняття рішень у складних системах керування // Системи обробки інформації. – 2015. – №2. – С. 12–18.

УДК 378.147

Амірханов А.Р., Лещенко О.О., Ушкаренко О.О.

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

КОМПЕТЕНТІСНО-ОРІЄНТОВАНИЙ ПІДХІД ДО НАВЧАННЯ ПРОГРАМУВАННЯ В ГАЛУЗІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ НА ОСНОВІ МОДЕЛЮВАННЯ

Вступ. Дисципліна «Програмування електронних та телекомунікаційних систем», що викладається на кафедрі програмованої електроніки, електротехніки і телекомунікацій НУК ім. адм. Макарова, є однією з ключових у підготовці фахівців у галузі електроніки та телекомунікацій. На відміну від традиційного підходу, орієнтованого переважно на вивчення синтаксису мов програмування та абстрактних алгоритмічних конструкцій, дана дисципліна спрямована на інтеграцію програмування з фаховими технічними задачами. Зокрема, вже на початкових етапах навчання здобувачі вищої освіти залучаються до розв'язання прикладних задач у контексті систем електричного та мобільного зв'язку, що дозволяє поєднати формування програмних навичок із розумінням фізичних процесів у телекомунікаційних системах. Такий підхід забезпечує більш глибоке засвоєння матеріалу за рахунок роботи з реалістичними моделями сигналів і систем, а не абстрактними прикладами, як це часто відбувається в класичних курсах програмування [1]. Сучасні дослідження у сфері інженерної освіти підкреслюють необхідність впровадження компетентнісних та міждисциплінарних підходів до навчання, які забезпечують інтеграцію програмування з профільними технічними дисциплінами [2]. У цьому контексті особливої актуальності набуває поєднання програмування з курсами, пов'язаними з передаванням сигналів, зокрема системами мобільного зв'язку, системами оптичного та електричного зв'язку тощо. Одним із ефективних напрямів такої інтеграції є програмна реалізація та дослідження методів модуляції сигналів – амплітудної (АМ), частотної (ЧМ) та фазової (ФМ), які описуються відносно простими аналітичними залежностями та є зручними для моделювання, особливо для студентів молодших курсів. У межах такого підходу студенти можуть досліджувати вплив параметрів модуляції, зокрема індексу модуляції, на спектральні характеристики сигналів, аналізувати ширину спектра, а також вивчати ефекти цифрової обробки сигналів, зокрема застосування віконних функцій для зменшення спектрального розтікання та підвищення роздільної здатності при спектральному аналізі. Незважаючи на наявність окремих досліджень, що демонструють позитивний вплив програмування на розуміння технічних

процесів [3], питання системної інтеграції програмування з телекомунікаційними дисциплінами залишається недостатньо опрацьованим. Це зумовлює необхідність розробки міждисциплінарних моделей навчання, що поєднують теоретичні основи передачі сигналів із практичними навичками їх програмної реалізації та аналізу, відповідаючи сучасним тенденціям розвитку інженерної освіти [4, 5].

Мета дослідження є розробка та обґрунтування компетентісно орієнтованого міждисциплінарного підходу до навчання програмування у підготовці фахівців з телекомунікацій, який базується на використанні задач моделювання сигналів як засобу формування практичних інженерних компетентностей.

Основна частина. Міждисциплінарний підхід, що розглядається в цій роботі, полягає в поступовій інтеграції програмування з дисциплінами телекомунікаційного циклу, зокрема основами передавання сигналів. Такий підхід передбачає розвиток у здобувачів вищої освіти не лише алгоритмічного мислення, а й компетенцій аналізу, тестування та верифікації результатів у контексті реальних інженерних задач, що є важливим кроком до підвищення ефективності підготовки фахівців у галузі електроніки та телекомунікацій.

На початкових етапах навчання програмуванню доцільно поєднувати вивчення базових конструкцій мов програмування з розв'язанням прикладних задач, пов'язаних із програмним синтезом та аналізом сигналів. Зокрема, ефективним є використання задач із генерації гармонічних сигналів, реалізації амплітудної, частотної та фазової модуляції на основі їх аналітичних виразів. Такі задачі є достатньо наочними та дозволяють здобувачам вищої освіти опанувати типи даних, арифметичні операції, роботу з масивами та базові керуючі конструкції мови програмування, одночасно формуючи розуміння параметрів сигналів (амплітуди, частоти, фази) та їх впливу на форму сигналу.

У міру ускладнення матеріалу здобувачі вищої освіти переходять до задач дискретизації сигналів, зміни параметрів модуляції (зокрема індексу модуляції), опановують засоби візуалізації результатів, що є особливо важливим для аналізу отриманих результатів у часовій області. Надалі вводяться задачі спектрального аналізу з використанням дискретного перетворення Фур'є, що вимагає роботи з масивами даних, комплексними числами та елементами числових методів. Графічне представлення у вигляді часових залежностей та спектрів дозволяє досліджувати характеристики сигналів у системах електричного та мобільного зв'язку. Зокрема, програмна реалізація амплітудної, частотної та фазової модуляції дає змогу аналізувати вплив параметрів, таких як індекс модуляції, на форму сигналу та ширину його спектра. Використання спектрального аналізу у поєднанні з віконними функціями дозволяє дослідити явище спектрального розтікання та способи підвищення роздільної здатності, що є важливим для практичних задач обробки сигналів. Такий підхід забезпечує природний перехід від базових алгоритмічних конструкцій до моделювання процесів передавання та обробки сигналів у телекомунікаційних системах.

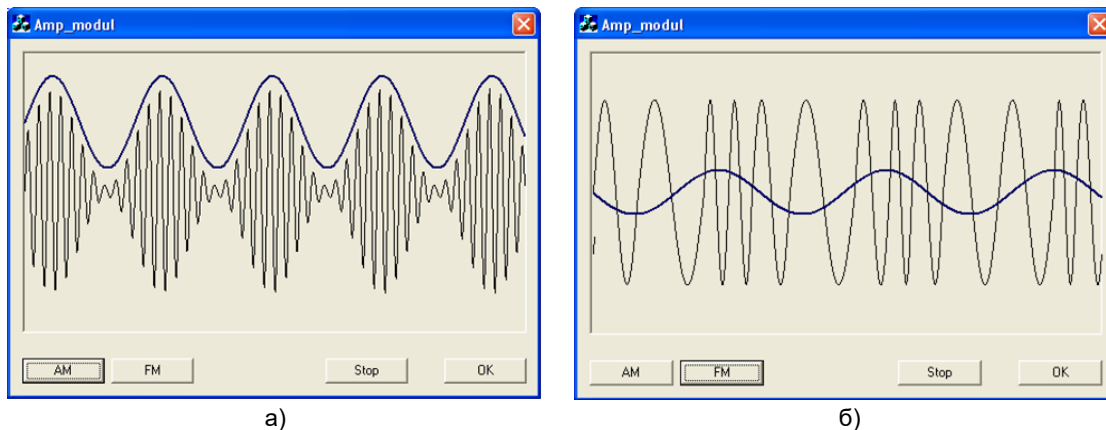


Рисунок 1 – Програмна реалізація генерації та візуалізації модульованих сигналів (AM/FM) у часовій області

Особливу увагу слід приділяти роботі з комплексними числами, які є основою аналізу гармонічних сигналів і спектральних представлень. Доцільним є створення користувацького класу комплексних чисел із переважаними арифметичними операторами, що дозволяє поєднати математичний апарат аналізу сигналів із принципами об'єктно-орієнтованого програмування та глибше зрозуміти внутрішню структуру відповідних алгоритмів. Реалізація чисельних методів у програмному середовищі сприяє глибшому розумінню процесів формування, передавання та обробки сигналів. Додатково доцільним є вивчення впливу віконних функцій (наприклад, Геммінга, Хеннінга, Блекмана) на зменшення спектрального розтікання та підвищення точності спектрального аналізу.

На початкових етапах навчання, коли здобувачі вищої освіти ще не володіють достатніми навичками розробки власних графічних інтерфейсів та інструментів обробки сигналів, доцільно використовувати готові спеціалізовані програмні засоби для аналізу сигналів. На рис. 2 наведено результати спектрального аналізу однотонального АМ-сигналу, отримані за допомогою програмного середовища SpectraLab. У даному випадку сигнал формується відповідно до математичної моделі АМ-модуляції та зберігається у вигляді WAV-файлу. Далі

цей файл імпортується у SpectraLab для виконання спектрального аналізу. Отримані спектральні характеристики дозволяють візуально спостерігати наявність несучої та бокових складових сигналу. Це забезпечує наочне підтвердження теоретичних положень щодо структури спектра АМ-сигналу. У міру набуття здобувачами вищої освіти відповідних компетенцій результати, отримані у SpectraLab, можуть використовуватися як еталон для перевірки та порівняння з результатами спектрального аналізу, реалізованого у власних програмних розробках. Такий підхід сприяє поетапному переходу від використання готових інструментів до створення власних систем обробки сигналів у телекомунікаційних задачах.

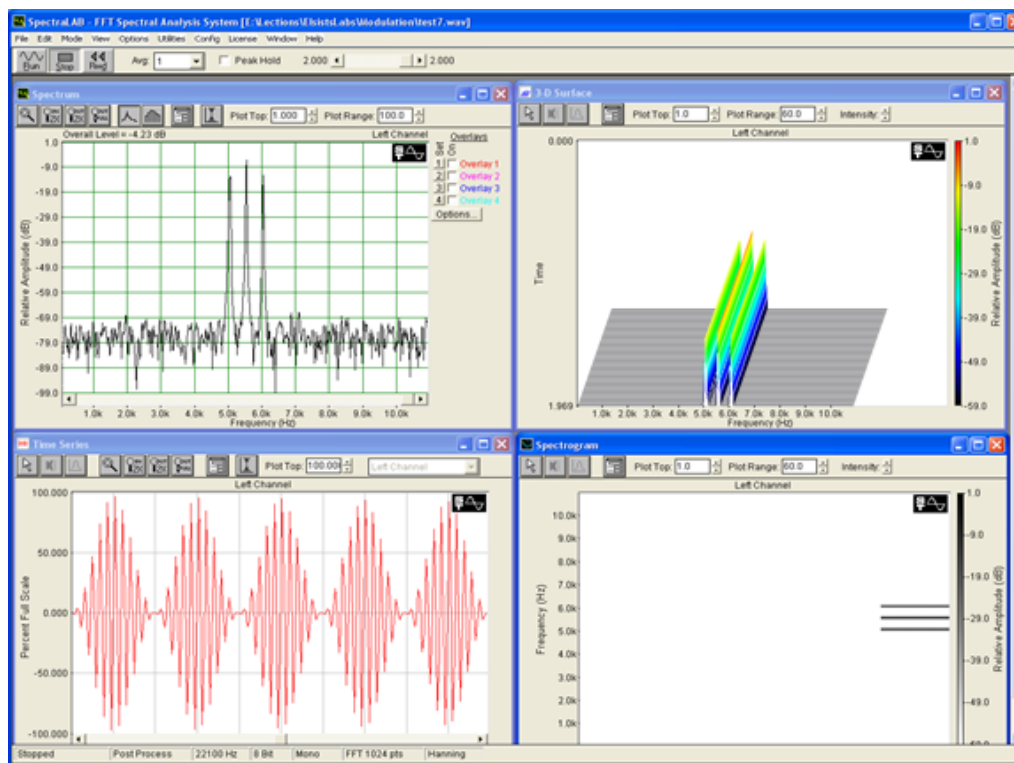


Рисунок 2 – Результати спектрального аналізу згенерованого АМ-сигналу у програмному середовищі SpectraLab

Запропонований підхід реалізується за покроковим принципом:

- на початкових етапах здобувачі вищої освіти розв'язують задачі генерації та простого моделювання сигналів, опановуючи базові конструкції мови програмування;
- при вивченні основ передавання даних вводяться задачі дискретизації сигналів, формування вибірок та базової обробки сигналів, що передбачає використання масивів і багатовимірних структур даних;
- у курсах, пов'язаних із системами зв'язку, застосовується візуалізація часових і спектральних характеристик сигналів, зокрема з використанням дискретного перетворення Фур'є;
- при вивченні методів модуляції реалізуються алгоритми амплітудної, частотної та фазової модуляції з дослідженням впливу параметрів (індексу модуляції, частотних співвідношень) на спектральні властивості сигналів;
- для аналізу спектральних представлень і реалізації алгоритмів цифрової обробки сигналів використовується об'єктно-орієнтований підхід, зокрема створення класів для роботи з комплексними числами та переважання арифметичних операторів.

Еталонним рішенням при цьому виступає аналітичний розрахунок або теоретичний опис сигналу чи системи зв'язку, виконаний здобувачем вищої освіти відповідно до фундаментальних положень теорії сигналів та систем передавання інформації. Отримані результати використовуються для перевірки правильності програмної реалізації та числових методів. Порівняння аналітичних і програмних результатів дозволяє виявити помилки, оцінити точність числових методів і сформувати навички тестування та верифікації розробленого програмного забезпечення. Запропонований міждисциплінарний підхід, але в контексті електротехніки, практично реалізовано в підручнику [6], в якому виконано інтеграцію програмування з розрахунком та аналізом електричних кіл.

Висновки. У роботі обгрунтовано доцільність впровадження міждисциплінарного компетентнісного підходу до навчання програмування у підготовці фахівців з телекомунікацій, що базується на інтеграції задач моделювання, аналізу та модуляції сигналів у навчальну дисципліну «Програмування електронних та телекомунікаційних систем». Показано, що використання прикладних задач, пов'язаних із формуванням АМ, ЧМ та ФМ сигналів, їх спектральним аналізом і дослідженням впливу параметрів модуляції, сприяє глибшому розумінню як алгоритмічних, так і фізичних аспектів процесів генерування та передавання сигналів.

Запропоновано поетапну методику навчання, яка передбачає перехід від використання готових програмних засобів аналізу сигналів до розробки власних програмних реалізацій із застосуванням числових методів, дискретного перетворення Фур'є та засобів візуалізації.

Практична значущість отриманих результатів полягає у можливості впровадження запропонованої методики в освітній процес підготовки фахівців з електроніки та телекомунікацій. Розроблений підхід дозволяє підвищити мотивацію студентів, сформувати навички аналізу та обробки сигналів, програмної реалізації алгоритмів модуляції та спектрального аналізу, а також забезпечує розвиток компетенцій тестування та верифікації програмних рішень. Крім того, використання зовнішніх програмних засобів як еталонних інструментів створює основу для об'єктивної оцінки результатів і сприяє підготовці здобувачів вищої освіти до розв'язання реальних інженерних задач у галузі телекомунікацій.

Таким чином, поєднання програмування з електронікою та телекомунікаціями створює синергетичний ефект, сприяє розвитку інженерного мислення, цифрових і аналітичних компетенцій та забезпечує практичну спрямованість підготовки майбутніх фахівців.

Список використаних джерел

1. Garcia M. B. Profiling the skill mastery of introductory programming students: a cognitive diagnostic modeling approach / M. B. Garcia // *Education and Information Technologies*. 2024. Vol. 30(5). P. 6455-6481. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10639-024-13039-6>
2. Yao D. Cognitive enhancement through competency-based programming education: a 12-year longitudinal study / D. Yao, J. Lin // *Education and Information Technologies*. 2025. Vol. 30. P. 20347-20383. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10639-025-13582-w>
3. Nogueira J. R. Computational programming as a tool in the teaching of electromagnetism in engineering courses / J. R. Nogueira, R. Alves, P. C. Marques // *Education Sciences*. 2019. Vol. 9, No. 1(64). P. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.3390/educsci9010064>
4. Hsu Y.-P. Transforming engineering education in the digital era: findings from a systematic review / Y.-P. Hsu, D. F. Chiang, I. Kehinde // *Frontiers in Education*. 2025. Vol. 10. P. 1-12. DOI: <https://doi.org/10.3389/feduc.2025.1568917>
5. Ushkarenko O.O. Development competencies through modeling microprocessor control systems in power engineering / O.O. Ushkarenko O.O., A.I. Treshniuk // *Modern Information and Innovation Technologies in Transport (MINTT – 2025) [proceedings of the XVII International Scientific and Practical Conference, May 28–30, 2025, Odesa]*. Odesa: Kherson State Maritime Academy, 2025. P. 368-370.
6. Рябенський В. М., Ушкаренко О. О., Островерхов М. С., Аль-суод М. М. С. Програмна реалізація методів розрахунку та аналізу електричних кіл : навч. посіб. Київ : Ліра-К, 2021. 462 с.

УДК 519.6

Стогнієнко Є. В.

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

ДОСЛІДЖЕННЯ НЕЙРО-НЕЧІТКОГО-ПІД РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ КЕРУВАННЯ ДЖЕРЕЛОМ ЖИВЛЕННЯ ПЛАЗМОВОГО РІЗАННЯ

Плазмове різання металів є технологічно складним процесом, якість якого значною мірою визначається характеристиками джерела живлення [1]. Нелінійність електричних та теплових процесів, а також наявність невизначеностей у динаміці дуги ускладнюють побудову точної математичної моделі об'єкта керування [2,3, р. 1–2]. У попередніх дослідженнях було показано, що застосування нечітких регуляторів дає змогу суттєвою мірою компенсувати ці обмеження та покращити показники перехідного процесу порівняно з традиційними підходами [2,4]. Зокрема, раніше було встановлено, що нечіткий регулятор, синтезований на основі нейро-нечіткої моделі, забезпечує менше перерегулювання та швидший відгук у порівнянні з пропорційним регулятором без істотного збільшення енергоспоживання [2,5].

У цій роботі пропонується розвиток такого підходу із застосування більш складної структури керування — декомпозованого нечіткого регулятора типу Fuzzy-PD + I — та його порівняння з класичним PID-регулятором у межах єдиної моделі системи.

Метою роботи є дослідження ефективності нечіткого регулятора типу Fuzzy-PD + I, побудованого на основі нейро-нечіткої моделі ANFIS, для керування імпульсним джерелом живлення, призначеним для плазмового різання металів. У межах дослідження передбачається сформувати відповідну структуру нечіткої системи, здійснити її параметричне налаштування, а також провести порівняльний аналіз із класичним PID-регулятором за показниками якості перехідного процесу.

Теоретичні відомості

Термін «декомпоновані нечіткі ПІД-регулятори» введено у роботі [6], його сутність полягає у заміні багатовимірною нечіткою висновку набором простіших одновимірних висновків, кожен з яких відповідає окремій складовій регулятора. Подальший розвиток цієї ідеї привів до класифікації декомпонованих структур, поданої у [7], відповідно до якої виділяють системи, що поєднують нечіткі та класичні регулятори, а також системи, побудовані виключно на нечітких компонентах.

У першому випадку окремі складові, наприклад інтегральна частина, можуть реалізовуватися традиційними методами, тоді як пропорційно-диференціальна дія формується нечітким блоком, а другому випадку всі складові регулятора мають нечітку природу. Оціночні симуляційні дослідження в поєднанні з результатами, отриманими авторами [8], вказують на значний потенціал саме для регулятора типу Fuzzy-PD + I, який і буде детально досліджено в цій роботі.

Для синтезу регулятора застосовують різні підходи. В задачах керування нелінійними об'єктами значної уваги заслуговує підхід адаптивного нейро-нечіткого логічного висновку ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System), який поєднує інтерпретованість нечітких правил із можливістю чисельного налаштування параметрів за даними [9]. У загальному вигляді ANFIS реалізує відображення між вхідними змінними та виходом системи через структуру типу Sugeno, у якій навчальна процедура уточнює параметри функцій належності та вихідних коефіцієнтів.

Зазвичай нечіткий регулятор типу Sugeno формує вихідний сигнал як зважене середнє локальних функцій, що визначаються базою правил. Для системи з двома входами x_1 та x_2 (у даному випадку — помилка та її похідна) кожне правило має вигляд: якщо x_1 належить множині A_i та x_2 належить множині B_j , то вихід дорівнює деякій константі C_{ij} . Ступінь активації такого правила визначається як добуток значень функцій належності, що відповідає використанню оператора AND у вигляді добутку.

$$w_{ij} = \mu_a(x_1) \mu_b(x_2)$$

Отримані ваги нормалізуються, після чого вихід системи визначається як зважене середнє константних значень, що відповідають кожному правилу. Саме така процедура дефазифікації є характерною для моделей Sugeno та забезпечує гладкість і неперервність відгуку системи.

$$y = \frac{\sum_{i,j} w_{ij} c_{ij}}{\sum_{i,j} w_{ij}}$$

У випадку системи керування Fuzzy-PD + I, сигнал нечіткого регулятора реалізує нелінійний аналог пропорційно-диференційного закону, приймаючи вхід помилку $e(t)$ та її похідну $\frac{de(t)}{dt}$. Відповідно, нечіткий компонент є відображенням вигляду $u_{PD}^{fuzzy} = f(e, \dot{e})$, яке задається базою правил. Інтегральна складова додається окремо, що формує комбінований закон керування.

$$u(t) = u_{PD}^{fuzzy}(t) + K_i \int e(t), dt$$

Таким чином, на відміну від класичного PID-регулятора, де вплив кожної складової є лінійним, у декомпозованому нейро-нечіткому регуляторі типу Fuzzy-PD + I пропорційно-диференціальна частина реалізується як нелінійна функція стану системи. Це дозволяє адаптивно змінювати коефіцієнти посилення залежно від області роботи, що для керування джерелом живлення плазмового різання має принципове значення. Тож далі доцільно розглянути конкретну реалізацію цієї ANFIS-логіки для двох входів.

Синтез нечіткої системи

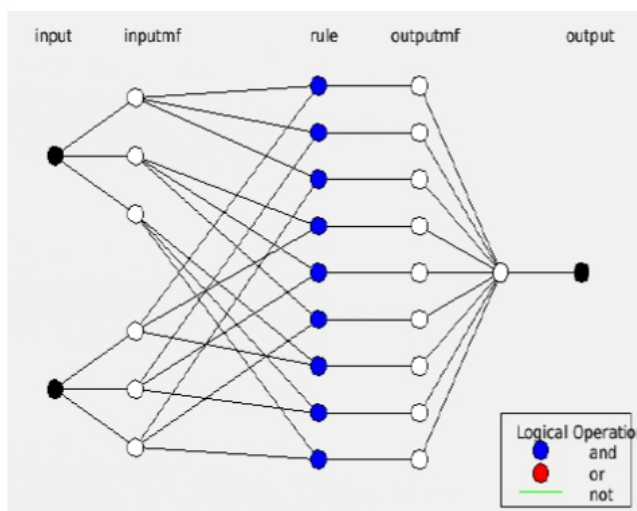


Рисунок 1 – Структура нейромережі

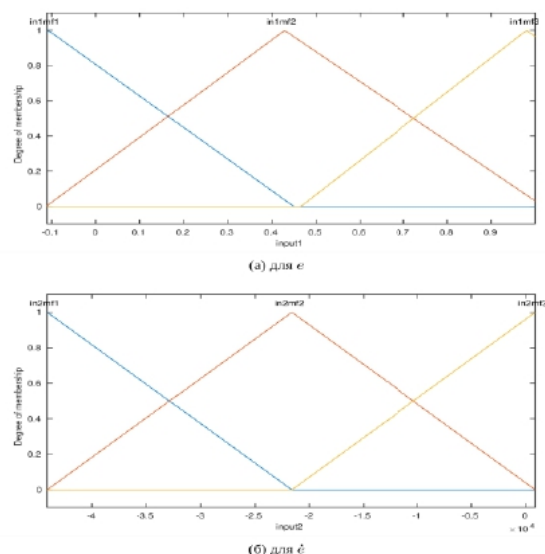


Рисунок 2 – Функції належності для вхідних змінних

Використана нечітка система (рис. 1) належить до типу Sugeno та реалізована у вигляді нейро-нечіткої мережі з двома входами та одним виходом ідентичним способом, як в попередніх дослідженнях [2,5] з тією

відмінністю, що в навчальному наборі даних використано PD-компонент, що обумовлено обраною архітектурою. Вхідними змінними є помилка регулювання та її похідна, що відповідає класичній структурі PD-регулятора, тоді як інтегральна складова вводиться окремо. Структура нечіткої системи включає шар трикутних функцій належності, шар нечітких правил, а також шар вихідних функцій, які в даному випадку представлені константами. Дефазифікація здійснюється методом зваженого середнього, що є характерною ознакою Sugeno-моделей [10].

Як видно з рис. 2, кожна з вхідних змінних описується трьома функціями належності, які перекриваються між собою та забезпечують плавний перехід між різними режимами роботи системи. Для першої змінної, що відповідає помилці, визначено області низьких, середніх та високих значень у діапазоні $[-0.11; 1]$. Для другої змінної, яка є похідною помилки, використано аналогічну кількість функцій належності, але в значно ширшому діапазоні значень $([-44114.83; 881.74])$, притаманному для похідної під час перехідного процесу.

Таблиця 1 – нечіткі правила

input2 \ input1	in1mf1	in1mf2	in1mf3
in2mf1	out1mf1	out1mf4	out1mf7
in2mf2	out1mf2	out1mf5	out1mf8
in2mf3	out1mf3	out1mf6	out1mf9

База знань системи, показана на табл. 1, складається з дев'яти нечітких правил, що покривають всі комбінації вхідних функцій належності. Кожному правилу відповідає певне константне значення виходу, що визначає локальну реакцію регулятора. Таким чином, загальний закон керування формується як нелінійна композиція простих локальних залежностей, що інтерполюються залежно від поточного стану системи.

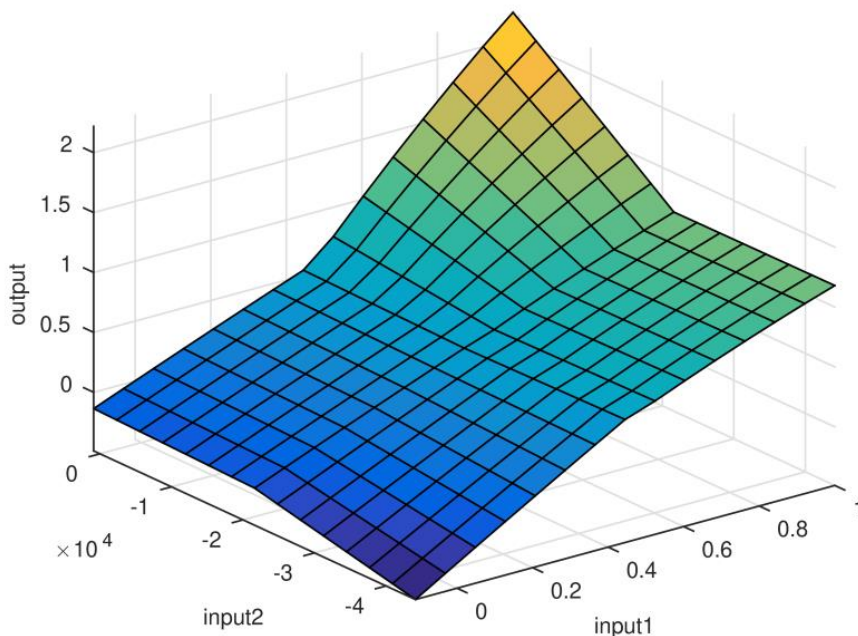


Рисунок 3 – Поверхнева діаграма

Отримана поверхнева діаграма (рис. 3) демонструє виражену нелінійність, що проявляється у різній чутливості регулятора до змін помилки та її похідної в різних областях простору станів. Зокрема, зі збільшенням помилки сигнал керування зростає, однак при швидкому зменшенні помилки інтенсивність дії керування знижується, що зменшує перерегулювання. Наявність локальних максимумів і відсутність симетрії поверхні свідчать про адаптивний характер регулятора, який змінює свою поведінку залежно від динаміки процесу.

Для проведення дослідження сформовано модель, показану на рис. 4, що містить дві паралельні гілки керування однією і тією самою моделлю джерела живлення плазмотрона. У верхній гілці реалізовано класичний PID-регулятор із фільтрованою диференційною складовою, де сигнал керування формується як сума пропорційної, інтегральної та диференційної компонент. У нижній гілці використано нечіткий регулятор типу Fuzzy-PD + I, у якому нечіткий блок формує пропорційно-диференційний вплив, а інтегральна складова додається окремо.

Обидва регулятори працюють з однаковим об'єктом керування, що дозволяє коректно порівнювати їхню ефективність за однакових умов. Додатково у моделі передбачено оцінювання енергії керування шляхом інтегрування квадрата сигналу керування.

Симуляційне моделювання системи керування

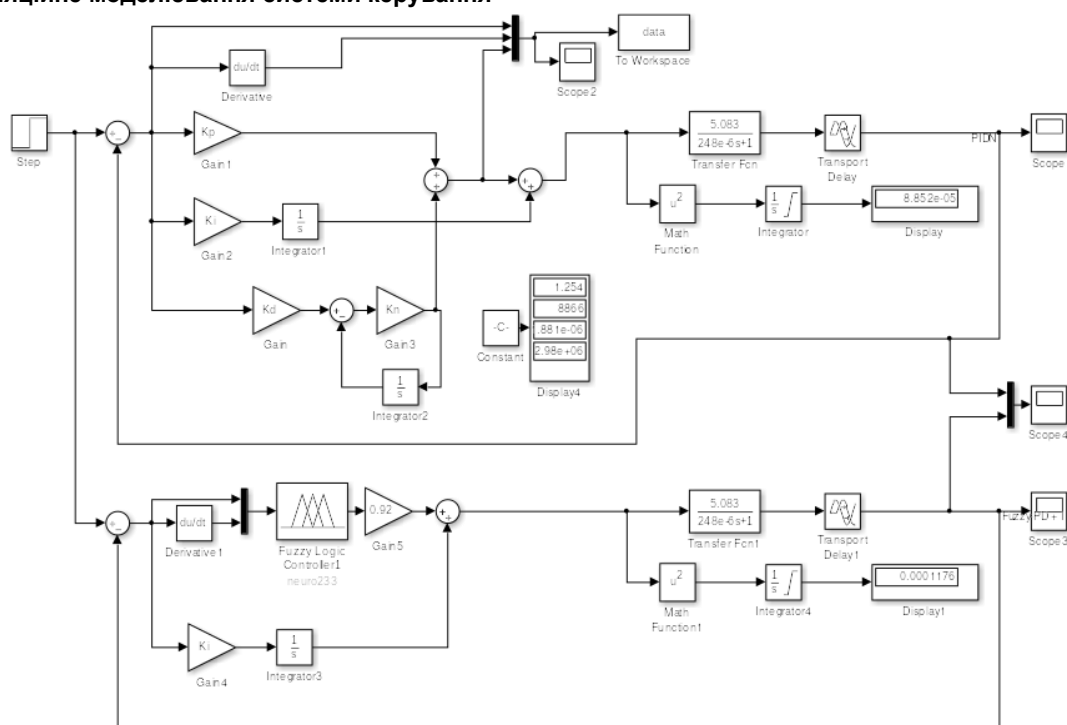


Рисунок 4 – Схема математичної моделі

Результати моделювання

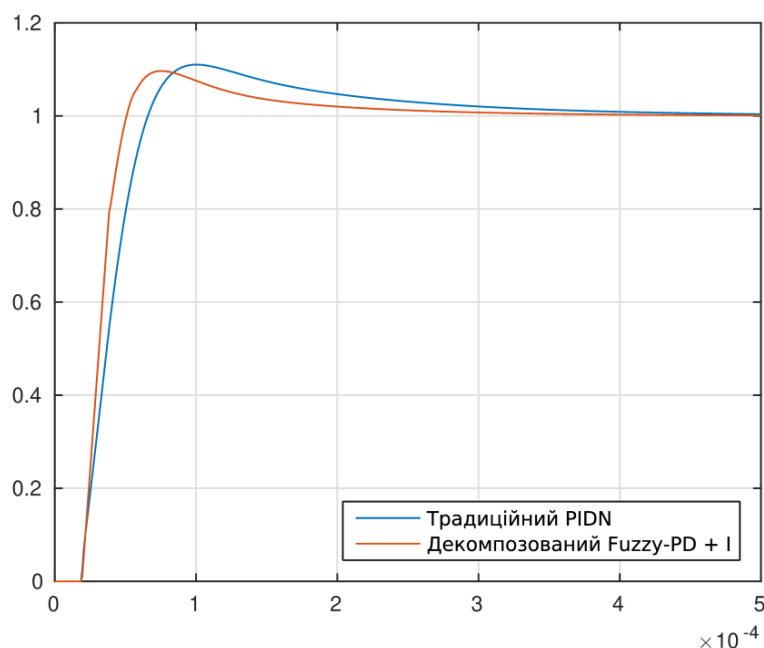


Рисунок 5 – Відгук системи під керуванням традиційного ПІД та декомпованого нейро-нечіткого-ПІД регуляторів

Користуючись індикаторами на рис. 4 та показниками перехідних процесів, зображених на рис. 5, можемо кількісно порівняти метрики якості перехідного процесу. Для зручності занесемо їх до табл. 2.

Таблиця 2 – Метрики якості керування

Метрика	PID	Fuzzy-PD + I
Енергія керування	$8,85 \cdot 10^{-05}$	$1,18 \cdot 10^{-04}$
Час наростання (t_r), с	$6,15 \cdot 10^{-05}$	$4,75 \cdot 10^{-05}$
Перерегулювання (%)	11,01	9,64
Час усталення (t_s), с	$1,93 \cdot 10^{-04}$	$1,27 \cdot 10^{-04}$
Статична помилка (%)	0,38	0,10

Результати моделювання, подані на рис. 5 та у табл. 2, показали, що нечіткий регулятор забезпечує швидше досягнення заданого значення порівняно з класичним PID. Час наростання зменшується, що свідчить про вищу швидкодію системи, а також спостерігається зниження перерегулювання, що є важливим для процесів плазмового різання, де надлишкові коливання можуть негативно впливати на стабільність дуги та якість поверхні зрізу. Крім того, час усталення системи з нечітким регулятором є меншим, що означає швидший перехід до стабільного режиму роботи.

Водночас було зафіксовано певне збільшення енергії керування для нечіткого регулятора, що є очікуваним наслідком більш агресивної початкової реакції системи. Однак це збільшення не є критичним і може розглядатися як прийнятна плата за покращення динамічних характеристик.

Отримані результати узгоджуються з попередніми дослідженнями, у яких було показано ефективність використання нечітких регуляторів для керування джерелами живлення плазмового різання. На відміну від попередньої роботи, де порівняння здійснювалося з пропорційним регулятором, у даному випадку нечіткий підхід демонструє перевагу над повноцінним PID-регулятором. Це підтверджує, що використання нечіткої логіки разом із декомпозицією структури регулятора ($PD + I$) дозволяє більш гнучко враховувати нелінійності об'єкта та покращувати якість керування.

Практичне значення отриманих результатів полягає у можливості підвищення якості плазмового різання за рахунок покращення стабільності та швидкодії джерела живлення і таким чином зменшити потребу в додатковій обробці поверхні.

Висновки

У роботі досліджено застосування нечіткого регулятора типу Fuzzy-PD + I для керування імпульсним джерелом живлення плазмового різання. Показано, що такий підхід дозволяє покращити основні показники якості перехідного процесу порівняно з класичним PID-регулятором, зокрема зменшити час наростання, перерегулювання та час усталення. Незважаючи на деяке збільшення енергії керування, загальний ефект є позитивним і свідчить про доцільність використання нечітких методів у задачах керування нелінійними об'єктами.

Подальші дослідження можуть бути спрямовані на оптимізацію параметрів нечіткої системи та зменшення енергетичних витрат без втрати якості керування.

Список використаних джерел

1. Jiang J.-F. Research on two-channel interleaved two-stage paralleled Buck DC–DC Converter for plasma cutting power supply [Electronic resource] / Jian-Feng Jiang, Bin-Ruo Zhu. – Mode of access: <https://www.wseas.org/multimedia/journals/circuits/2015/a585701-397.pdf>. – Title from screen.
2. Верещаго Є. М. Розробка нечіткої системи керування для джерела живлення плазмотрона / Є. М. Верещаго, Є. В. Стогнієнко, В. С. Маслик // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці : XV Міжнародна науково-технічна конференція : матеріали. – Миколаїв, 2024. – С. 980–984.
3. Схемотехника инверторных источников питания для дуговой сварки : Учеб. пособие для студ. / Е. Н. Верещаго [та ін.]. – Николаев : Укр. гос. мор. техн. ун-т им. Адм. Макара, 2000. – 283 с.
4. Jia D. Fuzzy control and simulation for inverted plasma cutting power supply [Electronic resource] / Deli Jia, Jinsong He, Changjiang Zhao // 2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments. – 2009. – P. 3–523–3–527. – Mode of access: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:22730228>. – Title from screen.
5. Створення нейро-нечіткого контролера для керування джерелом живлення [Електронний ресурс] / Є. М. Верещаго [та ін.] // Сучасні проблеми автоматики та електротехніки: матеріали всеукр. наук.-техн. конф. – Миколаїв, 2024. – С. 52–59. – Режим доступу: <https://eir.nuos.edu.ua/handle/123456789/8246> (дата звернення: 13.05.2024). – Назва з екрана.
6. Golob M. Decomposed fuzzy proportional-integral-derivate controllers [Electronic resource] / Marjan Golob // Applied Soft Computing. – 2001. – Vol. 1. – P. 201–214. – Mode of access: [https://doi.org/10.1016/S1568-4946\(01\)00019-9](https://doi.org/10.1016/S1568-4946(01)00019-9). – Title from screen.
7. Arif M. S. Decomposed Fuzzy PID controller for power inverters regulation: An overview [Electronic resource] / M. Saad Arif, Shahrin Md Ayob, Zainal Salam. – [S. l.], 2015. – P. 1–7. – Mode of access: <https://doi.org/10.1109/KBEI.2015.7435992>. – Title from screen.
8. Kim J. A fuzzy PID controller for nonlinear and uncertain systems [Electronic resource] / Jong Kim, S. Oh // Soft Computing. – 2000. – Vol. 4. – P. 123–129. – Mode of access: <https://doi.org/10.1007/s005000000039>. – Title from screen.
9. Akcayol M. A. Application of adaptive neuro-fuzzy controller for SRM / M. Ali Akcayol // Advances in Engineering Software. – 2004.
10. Comparison of Mamdani-Type and Sugeno-Type Fuzzy Inference Systems for Transformer Tap Changing System [Electronic resource] / Charles R. Sarimuthu [et al.] // International Journal of Advances in Applied Sciences (IJAAS). – 2016. – Vol. 5, no. 4. – P. 163–167. – Mode of access: <http://iaesjournal.com/online/index.php/IJAAS>. – Title from screen.

УДК 681.5

Черкасов А.О., керівник – Дьяконов О.С., к.т.н., доц.

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

РЕАЛІЗАЦІЯ КІНЦЕВОГО АВТОМАТУ НА МОВІ РЕЛЕЙНИХ ДІАГРАМ (LD)

У сучасних системах автоматизації важливу роль відіграють алгоритми керування, які забезпечують правильну та послідовну роботу обладнання. Одним із найбільш ефективних способів опису таких алгоритмів є використання кінцевих автоматів.

Кінцевий автомат дозволяє представити роботу системи як набір станів і переходів між ними залежно від вхідних сигналів. Такий підхід широко застосовується у програмованих логічних контролерах (ПЛК), де важлива надійність, передбачуваність і чіткість логіки.

Для реалізації кінцевих автоматів у ПЛК використовується мова Sequential Function Chart (SFC), але не всі бюджетні ПЛК підтримують цю мову програмування, тому актуальною є задача розробки методики реалізації цифрових автоматів на мові релейних діаграм (LD - Ladder Diagram), яка є однією з основних мов стандарту IEC 61131-3 [1]. Ця мова нагадує електричні схеми релейного керування, що робить її зручною для інженерів.

Мета роботи – детальний розгляд принципів побудови кінцевого автомата та особливостей його реалізації на мові LD.

Основна частина. Кінцевий автомат – модель, що використовується для опису зміни стану об'єкта в залежності від поточного стану та інформації отриманої ззовні [2, 3]. Поняття кінцевого автомата було запропоновано у якості математичної моделі дискретних приладів, оскільки будь-який такий прилад може мати тільки скінченну кількість станів. Поведінку цифрового кінцевого автомата можна описати за допомогою спрямованого графа переходів (рис. 1).

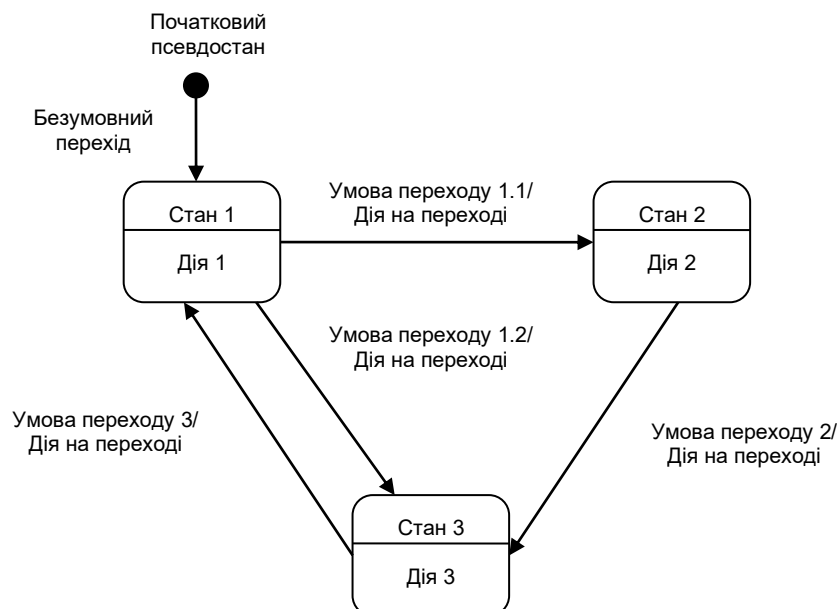


Рисунок 1 – Представлення кінцевого автомата за допомогою спрямованого графа переходів

Система може бути в одному зі стійких станів: *Стан 1*, *Стан 2* і т.д. З кожним станом асоційовано певні дії, які на графі переходів позначені як *Дія 1*, *Дія 2* і т.д. Перехід між станами здійснюється при виконанні умови переходу, при цьому може відбуватися поодинокі дії на переході.

Нагадаємо, що в мові послідовних функціональних схем з кожним станом можна асоціювати ще дві додаткові дії – *E* (Entry), що відбувається при активації кроку, та *X* (Exit), що відбувається, коли крок дезактивується (рис. 2).

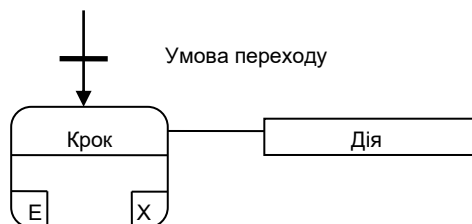


Рисунок 2 – Нотація мови SFC

Шаблон (патерн) реалізації цифрового автомата на мові LD може виглядати так:

1. Ініціалізація.
2. Обробка умов переходів.

3. Обробка Exit-дій.
4. Обробка дій на переході.
5. Обробка Enter-дій.
6. Обробка дій, асоційованих зі станами.

Зауважимо, що переходів зі стану інші стани може бути кілька, у разі необхідно визначитися з пріоритетом обробки умов переходів, або забезпечити взаємовиключні умови переходів.

Моделюватимемо у мові LD кожен стан окремою булевою змінною $State_N$, де N – порядковий номер стану. Для кожного стану також введемо булеву змінну $Fired_N$, яка буде сигналізувати про те, що в поточному циклі програми відбувся перехід з поточного стану в будь-який інший.

Опишемо логіку кожного із пунктів 1 – 6.

Ініціалізація (рис. 3). Ініціалізація виконується при першому циклі програми і призначена для того, щоб встановити змінну початкового стану $State_1$ і скинути змінні для інших станів.

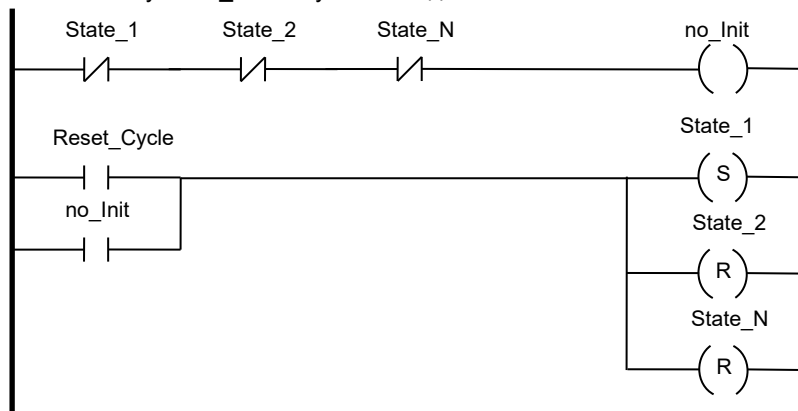


Рисунок 3 – Ініціалізація цифрового автомата

Обробка умов переходів (рис. 4). На початку цього кроку скидаються всі змінні $Fired_1, Fired_2, \dots, Fired_N$. Далі для кожного стану в порядку пріоритету обробляються умови переходів. Якщо умова переходу є істинною, то активується новий стан, встановлюється відповідна змінна $Fired_x$ і скидається попередній стан.

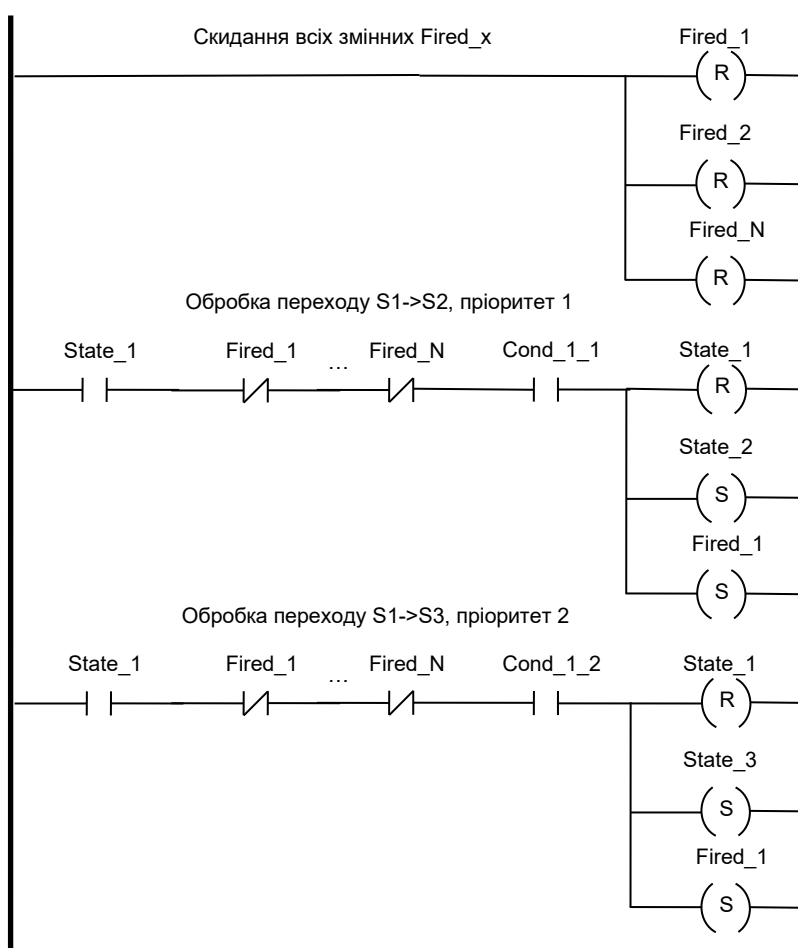


Рисунок 4 – Обробка умов переходів

Обробка *Exit*-дій виконується за умови, коли змінна *Fired_x* встановлюється в 1 (рис. 5).

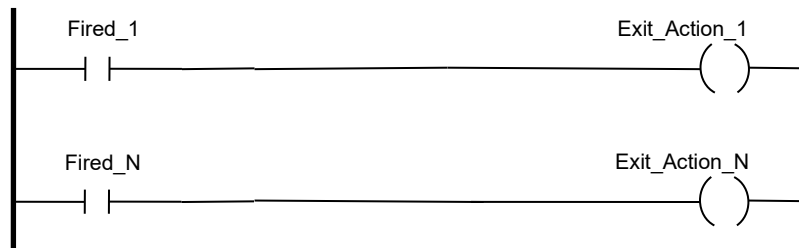


Рисунок 5 – Обробка *Exit*-дій

Обробка дій на переході. Якщо спрацював один із переходів, тоді реалізуємо дію з урахуванням того, в який новий стан перейшов цифровий автомат (рис. 6).

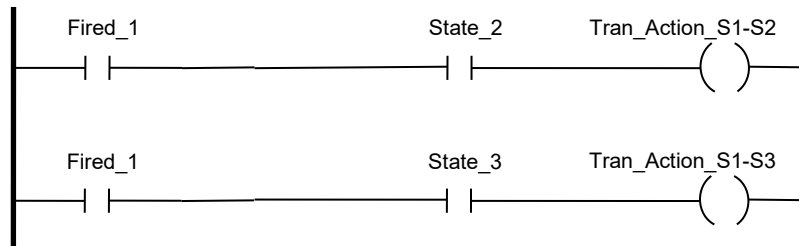


Рисунок 6 – Обробка дій на переході.

Обробка *Enter*-дій. Алгоритм обробки представлено на рис. 7. Бібліотечний блок *R_EDGE* спрацьовує при виникненні фронту вхідного сигналу (зміні *State_x* з 0 в 1).

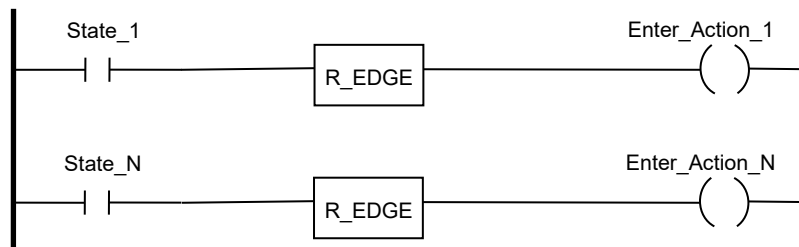


Рисунок 7 - Обробка *Enter*-дій

Обробка дій, асоційованих зі станами. Дії виконуються доти, доки відповідний стан активний (рис. 8).

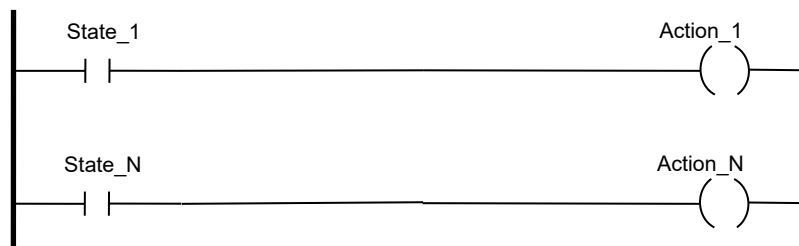


Рисунок 8 – Обробка дій, асоційованих зі станами

Для перевірки запропонованої методики у середовищі *CoDeSys 2.3* [5] був реалізований цифровий автомат, граф переходів якого зображений на рис. 1. Лістинг програми на мові *LD* для програмованого логічного контролеру *ПЛК100* фірми *AQTech* [4] наведено на рис. 9.

Лістинг 1 – Змінні програми

```

0001 PROGRAM PLC_PRG
0002 VAR
0003 xState_1: BOOL:=FALSE;
0004 xState_2: BOOL:=FALSE;
0005 xState_3: BOOL:=FALSE;
0006 xNoInit: BOOL:=FALSE;
0007
0008 xFired_1: BOOL:=FALSE;
0009 xFired_2: BOOL:=FALSE;
0010 xFired_3: BOOL:=FALSE;
0011
0012 xCondition_1_1: BOOL;
0013 xCondition_1_2: BOOL;
0014 xCondition_2: BOOL;
0015 xCondition_3: BOOL;
0016
0017 xExitAction_1: BOOL;
0018 xTransS1S2Action: BOOL;

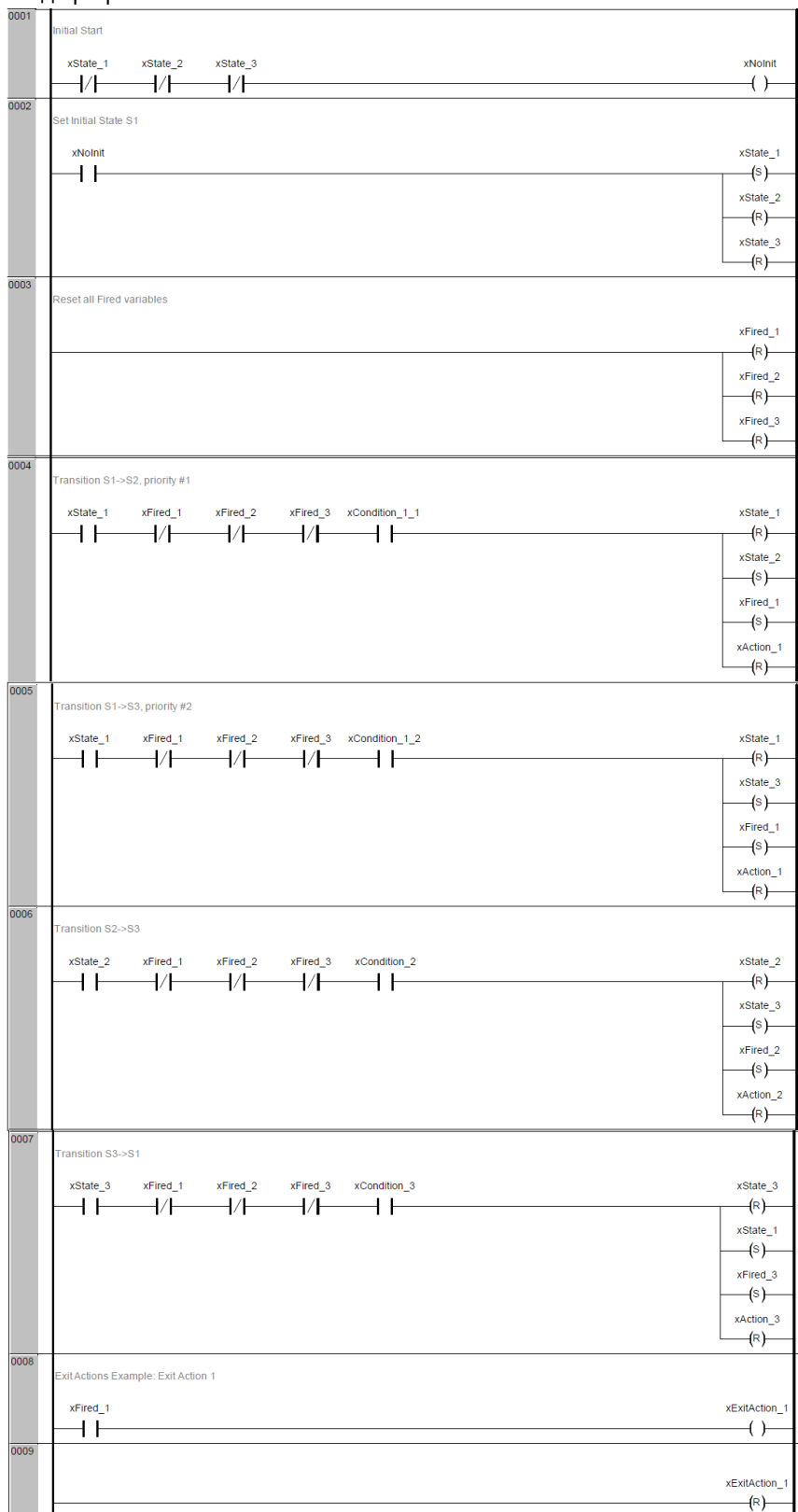
```

```

0019
0020 xEnterAction_1:BOOL;
0021 xEnterAction_2:BOOL;
0022 xEnterAction_3:BOOL;
0023
0024 xAction_1:BOOL;
0025 xAction_2:BOOL;
0026 xAction_3:BOOL;
0027
0028 R_TRIG_S1_ENTER: R_TRIG;
0029 R_TRIG_S2_ENTER: R_TRIG;
0030 R_TRIG_S3_ENTER: R_TRIG;
0031 END_VAR

```

Лістинг 2 – Код програми на мові LD



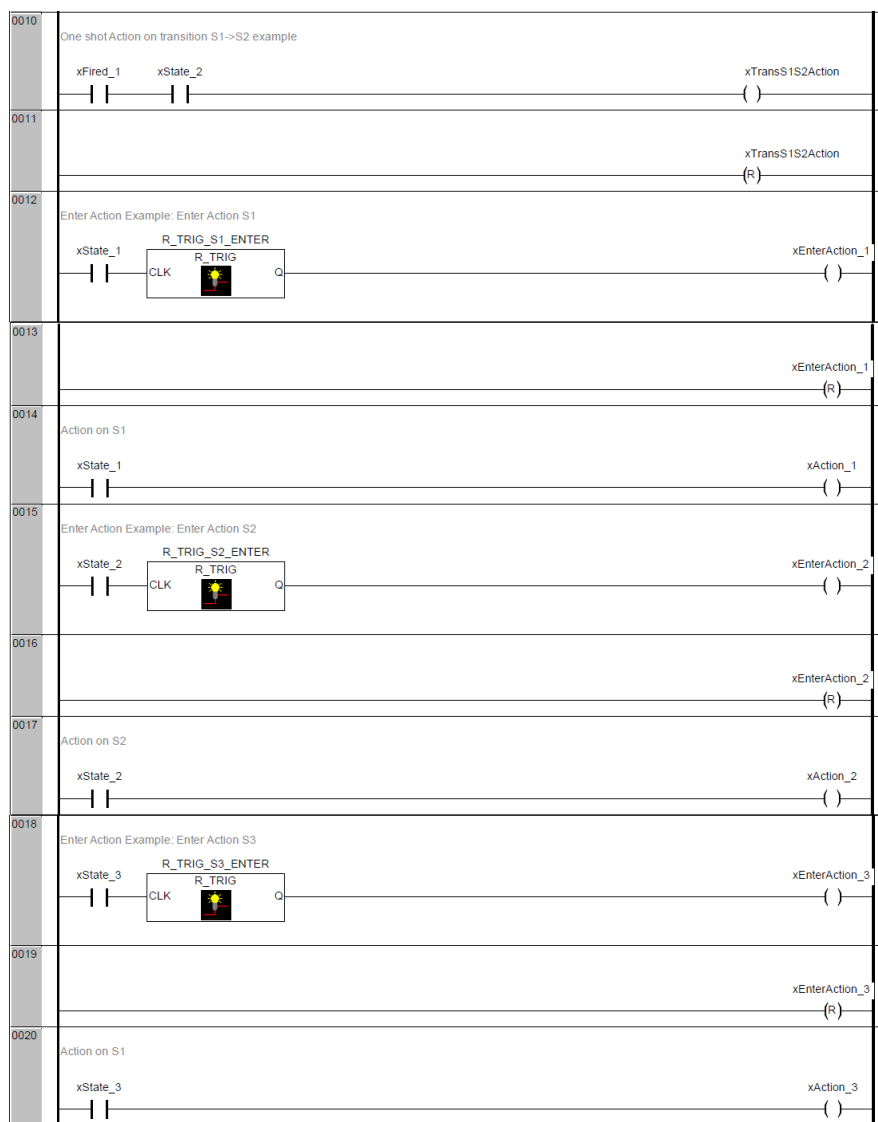


Рисунок 9

Висновки.

Кінцеві автомати є зручним способом опису логіки роботи системи керування через стани та переходи між ними. Використання мови LD дозволяє наочно та ефективно реалізувати такі алгоритми в програмованих логічних контролерах. Це забезпечує зрозумілість, надійність і простоту в розробці систем керування. Моделювання роботи реальної програми в середовищі розробки CoDeSys підтвердило працездатність запропонованого патерну реалізації цифрового автомату.

Список використаних джерел

1. ДСТУ ISO 61131-3:2006. Програмовані контролери. Частина 3. Мови програмування (ISO 61131-3:2003, IDT). [Чинний від 2008-01-01]. Київ : Держспоживстандарт України, 2008. 156 с. (Національний стандарт України).
2. Куцик А. Автоматизовані системи керування на програмованих логічних контролерах: навч. посіб. / А. Куцик, В. Місюренко; М-во освіти і науки, молоді та спорту України, Нац. ун-т «Львів. політехніка». – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2011. – 200 с.
3. Теорія цифрових автоматів та формальних мов. Вступний курс : навч. посіб. / С. Ю. Гавриленко, А.М. Клименко Н.Ю. Любченко [та ін]. – Х. : НТУ «ХПІ», 2011. – 176 с.
4. ПЛК100. Програмований логічний контролер. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://aqteck.ua/ua/arhiv-produkciji/owen-plk100-programovanyi-logichniy-kontroler/dokumentacija>
5. Середовище програмування CODESYS V2.3. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://aqteck.ua/ua/programne-zabezpechennja/seredovishche-programuvannja-codesys-2-3>

УДК 681.51:004.89

Грудініна Г.С., к.т.н.

Херсонський навчально-науковий інститут Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв, Україна.

НАПРЯМКИ УДОСКОНАЛЕННЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ АУТОНОМНИМИ МОРСЬКИМИ РУХОМИМИ ОБ'ЄКТАМИ В УМОВАХ ЗОВНІШНІХ ЗБУРЕНЬ

Розвиток автономних надводних і підводних апаратів є одним із ключових напрямів сучасної морської інженерії, зумовленим зростаючими потребами цивільного, промислового та оборонного секторів. На відміну від традиційних пілотованих суден, такі системи функціонують в умовах обмеженого або відсутнього дистанційного керування, що висуває підвищені вимоги до інтелектуальності та адаптивності їхніх систем керування. Необхідність забезпечення стійкості руху, енергоефективності та надійності в умовах змінних зовнішніх впливів, зокрема хвиль, вітру та течій, актуалізує розробку сучасних алгоритмів керування та методів комп'ютерного моделювання. У цьому контексті особливого значення набувають підходи, що поєднують класичні методи теорії керування з інтелектуальними технологіями, здатними забезпечити ефективне функціонування автономних морських систем у реальних умовах експлуатації.

Подальше вдосконалення методів дослідження впливу природних факторів на динаміку таких об'єктів розширює можливості створення ефективних систем керування та потребує регулярного аналізу сучасного стану розвитку цієї галузі.

Застосування комп'ютерного моделювання є невід'ємним етапом розробки та дослідження систем автоматичного керування, оскільки воно дозволяє перевіряти їх працездатність і стійкість без ризику для реального об'єкта. Моделювання динаміки руху та впливу зовнішніх збурень на морські рухомі об'єкти (МРО) дає змогу заздалегідь оцінити якість алгоритмів керування, порівняти різні підходи та виявити потенційні недоліки ще до проведення натурних експериментів [1].

Метою роботи є визначення напрямків удосконалення систем автоматичного керування рухом автономних малорозмірних суден та підводних апаратів в умовах зовнішнього збурення.

Головною особливістю малорозмірних автономних морських рухомих об'єктів є те, що вони мають невелику інерційність і часто рухаються у режимах, де гідродинамічні та аеродинамічні сили порівнянні за величиною, рис.1. Також, автономні малорозмірні МРО мають невелику енергоємність, що обмежує тривалість виконання місії. Зазначені особливості зумовлюють підвищені вимоги до ефективності та точності системи керування.



Рисунок 1 – Особливості експлуатації автономних малорозмірних суден

Сучасний напрямок досліджень у сфері керування морськими рухомими об'єктами пов'язаний із інтелектуальними підходами та методами машинного навчання. Нейронні мережі використовуються для прогнозування зовнішніх збурень і складної нелінійної залежності, що не піддається точному аналітичному опису [2]. Методи глибокого навчання з підкріпленням забезпечують формування закону керування на основі взаємодії об'єкта з середовищем і накопиченого досвіду [3]. Експертні та нечіткі системи керування дозволяють синтезувати закон керування шляхом формалізації знань фахівців і лінгвістичних правил, що є ефективним за умов невизначеності та неповної інформації [4].

Розглянемо сучасні підходи до побудови регуляторів та їх архітектури, що застосовуються для стабілізації руху автономних об'єктів в умовах невизначених і змінних зовнішніх впливів. Зокрема, RISE-контролери вирізняються високою робастністю до збурень і параметричної невизначеності, забезпечуючи збіжність похибки керування до нуля та надійну стабілізацію в реальних умовах. Підхід MPPI дозволяє працювати з нелінійними моделями без їх лінеаризації, враховує випадковий характер впливів і формує керування на основі статистичного аналізу множини траєкторій, що сприяє гнучкому плануванню руху та ефективному вирішенню навігаційних задач. Водночас методи глибокого підкріплювального навчання (Deep RL) формують керуючі дії без точної моделі

об'єкта, навчаючись у процесі взаємодії із середовищем, що дає змогу враховувати складні багатовимірні стани та забезпечує ефективність у задачах маневрування й автономної навігації.

Поширеним підходом підвищення якості роботи системи автоматичного керування рухом МРО є поєднання двох або декількох методів керування, так звані гібридні системи. Розглянемо приклад гібридної системи стабілізації курсу малорозмірного швидкісного судна, рис.2.

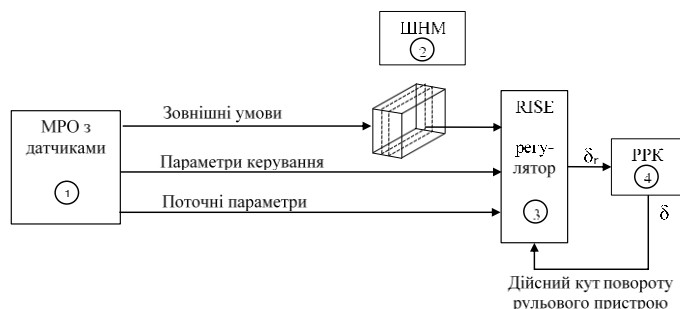


Рисунок 2 – Архітектура гібридної системи стабілізації курсу МРО в умовах зовнішнього збурення:

- 1) Данні від навігаційної системи судна, що відповідають реальним умовам зовнішнього збурення, реальним поточним параметрам судна та режиму керування; 2) Нейронна мережа отримує дані про зовнішнє збурення і формує сигнал корекції курсу в відповідності до реальних умов плавання; 3) RISE-регулятор стабілізації курсу; 4) Рушійно-рульовий комплекс

Головна ідея удосконалення системи стабілізації курсу судна полягає в поєднанні нелінійного робастного регулятора (RISE) з інтелектуальною системою аналізу і прийняття рішення, такою як нейронна мережа (MPPI). RISE-регулятор використовується як базовий регулятор для стабілізації курсу. Він забезпечує асимптотичну збіжність похибки керування. Нейронна мережа при цьому виконує роль онлайн-оцінювача невідомих збурень і немодельованої динаміки об'єкта. Такий підхід дозволяє зберегти теоретичні гарантії стійкості та водночас підвищити точність керування в умовах невизначеності зовнішнього середовища, рис.3.

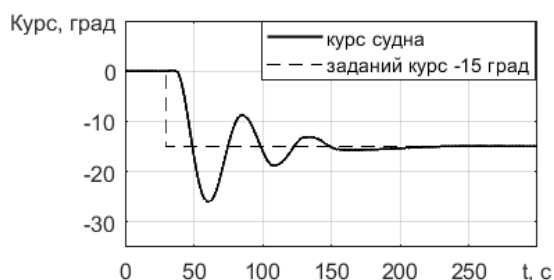


Рисунок 3 – Результат моделювання стабілізації на курсі швидкісного малорозмірного судна, керованого запропонованим регулятором

Налаштовані, шляхом комп'ютерного моделювання значення коефіцієнтів RISE-контролера надають задовільну якість стабілізації курсу для заданих зовнішніх умов.

Висновки. В даній роботі розглянуто архітектуру, яка поєднує RISE-контролер для зменшення похибки керування та багатоварову MLP-нейронну мережу для оцінки невідомих збурень і немодельованої динаміки об'єкта. Однак, доцільно розглядати і інші варіанти поєднання методів керування нелінійними об'єктами, якими є представлені в роботі МРО.

Список використаних джерел

1. Бурунін, А.П., Грудініна, Г.С. (2024). Дослідження ефективності системи керування малорозмірним безпечним надводним судном в умовах дії зовнішніх збурень. *Збірник наукових праць Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова*. НУК, № 4 (497), С. 131-140. DOI [https://doi.org/10.15589/znz2024.4\(497\).19](https://doi.org/10.15589/znz2024.4(497).19)
2. Xu, P.-F., Han, C.-B., Cheng, H.-X., Cheng, C., & Ge, T. (2022). A Physics-Informed Neural Network for the Prediction of Unmanned Surface Vehicle Dynamics. *Journal of Marine Science and Engineering*, 10(2), 148. <https://doi.org/10.3390/jmse10020148>
3. Li, Y., Wu, D., You, Z., Chen, G., & Wu, D. (2025). Deep reinforcement learning for collision avoidance in unmanned surface vehicles: State-of-the-art. *Applied Ocean Research*, 164, 104778. <https://doi.org/10.1016/j.apor.2025.104778>
4. Ishaque, K., Abdullah, S. S., Ayob, S. M., & Salam, Z. (2011). A simplified approach to design fuzzy logic controller for an underwater vehicle. *Ocean Engineering*, 38(1), 271–284. <https://doi.org/10.1016/j.oceaneng.2010.10.017>

УДК 621.4

*Волошин А.Ю., канд. тех. наук**ТОВ «Дослідно-проектний центр кораблебудування» м. Миколаїв***ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ КЕРУВАННЯ ТЕХНІЧНИМИ ЗАСОБАМИ
ПРОПУЛЬСИВНОЇ УСТАНОВКИ БЕЗЕКІПАЖНОГО КАТЕРА**

Підвищення ефективності комплексного функціонування та взаємодії значної кількості технічних засобів малих безекіпажних катерів (БЕК), дозволяє суттєво підвищити експлуатаційні властивості, ефективність їх використання за призначенням та є актуальним науково-технічним завданням визначення складу, необхідного рівня автоматизації пропульсивної установки (ПрУ) та наявного спеціалізованого обладнання для перспективного БЕК з урахуванням його водотоннажності, цільового призначення тощо. Об'єктом дослідження є структура і функції управління пропульсивної установки, а предметом дослідження - показники управління її технічними засобами.

Метою роботи є визначення складу, необхідного рівня автоматизації ПрУ та наявного спеціалізованого обладнання для перспективного БЕК з урахуванням його водотоннажності, кількості екіпажу тощо.

Для досягнення цієї мети необхідно виконати наступні завдання автоматизації ПрУ:

- забезпечення її надійної роботи на таких режимах експлуатації як перехід корабля та проведення спеціалізованих операцій завдяки раціональним характеристикам дистанційної автоматизованої системи управління технічними засобами (АСУ ТЗ);

- визначення складу технічних засобів ПрУ, задіяних на вказаних режимах її експлуатації, в залежності від її типу та варіанту функціонування АСУ ТЗ БЕК.

Об'єктом дослідження є структура і функції управління ПрУ.

Предмет дослідження – це показники управління технічними засобами ПрУ.

Результати дослідження та їх обговорення. В цілому організація управління ПрУ на БЕК може бути здійснена наступним чином:

- з дистанційного берегового пульта управління;
- в автоматизованому режимі по програмі, закладеній в АСУ ТЗ.

Виходячи з можливостей функціонального застосування, управління ПрУ БЕК може бути організованим двома шляхами (за двома сценаріями):

- в звичайному режимі або в режимі переходу;
- в режимі виконання спеціалізованих операцій.

При цьому управління ПрУ повинне бути забезпечене при виконанні місії БЕК автономно, в автоматичному режимі (основний режим), так і з можливістю дистанційного контролю як виконання місії, так і керуванням (зміни) завдання в процесі виконання місії.

Всі режими роботи ПрУ, змінюються в АСУ ТЗ - в програмну та апаратну реалізацію якої закладені алгоритми управління та керування місією, алгоритми руху та позиціонування БЕК загалом, двосторонній зв'язок з береговою системою керування та інші функції загального контролю та керування.

У режимі «переходу» управління всіма елементами ПрУ здійснюється АСУ ТЗ через локальні системи управління (ЛСУ) відповідних механізмів із забезпеченням основних режимів: технологічні операції, підготовка двигунів до запуску, запуск, зупинка, підключення/відключення до/від головних передач, виведення на режим, зміна режиму, маневрування. Режими руху та маневрування в режимі переходу БЕК змінюються з дистанційного берегового пульта керування при постійній взаємодії з засобами навігації.

У режимі «виконання спеціалізованих операцій» всі режими роботи ПрУ, як правило змінюються відповідно до програми, закладеної в АСУ ТЗ. Слід зазначити що в цьому режимі ПрУ реалізує режими руху за заданою траєкторією, стоянка в заданій точці («електронний якорь»), тощо.

У цьому випадку система управління пропульсивної установки (СУ ПрУ) при «виконанні спеціалізованих операцій» управляє своїми механізмами через відповідні ЛСУ, шляхом обробки управляючих команд АСУ ТЗ, яка при цьому здійснює управління спеціалізованими та бойовими засобами при взаємодії з системою навігації.

Запропоновано орієнтовну структуру організації зв'язку АСУ ТЗ з ПрУ для перспективного БЕК ВМС України в якій забезпечується інтеграція всіх технічних засобів, зброї та озброєння КМПО в єдину інформаційно-керуючу систему для ефективного вирішення задач БЕК. Це дозволяє забезпечити функціонування БЕК в інформаційному полі загальної системи управління ВМС, шляхом реалізації інформаційного обміну через тактичні лінії зв'язку.

АСУ ТЗ виконує повний спектр функцій автоматизації задач БЕК від планування його місій, опрацювання отриманої інформації та її оцінки до формування на цій базі інформаційної підтримки оператора та безпосереднього управління з берегових пультів управління технічними засобами ПрУ, зброєю та озброєнням, керування рухом, маневруванням і позиціонуванням БЕК.

Аналіз світового досвіду та практики проектування розглянутих систем управління свідчить, що такий підхід цілком відповідає сучасним тенденціям розвитку систем управління технічними засобами сучасних БЕК.

УДК 519.6

Стогнієнко Є. В.¹, Маслик В. С.²¹Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв²Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського "Харківський авіаційний інститут"

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЛІНІЙНИХ ТА НЕЧІТКИХ РЕГУЛЯТОРІВ ДЛЯ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ПЛАЗМОВОГО РІЗАННЯ

Традиційні пропорційні та PID-регулятори широко застосовуються в промислових системах завдяки своїй простоті та передбачуваності. Проте їхня ефективність значною мірою залежить від точності налаштування параметрів і стабільності об'єкта керування [1–4]. У випадку плазмового різання ці умови не виконуються через нелінійність процесу та наявність випадкових збурень [5,6, р. 1–2]. Альтернативні підходи, такі як адаптивні регулятори, методи ковзного режиму [4,7] або інтелектуальні алгоритми, зокрема нечітка логіка [4,8], дають змогу підвищити якість керування за рахунок кращого врахування невизначеностей [9].

У попередніх роботах показано, що застосування нечітких регуляторів для імпульсного джерела живлення дає змогу покращити показники перехідного процесу [10], зокрема зменшити час наростання та перерегулювання без суттєвого збільшення енергоспоживання [5]. Це створює передумови для подальшого дослідження різних варіантів нечітких регуляторів і оцінного аналізу поведінки кожного з них.

Існує декілька архітектур нечітких PID-регуляторів, серед яких регулятори прямої дії, регулятори з плануванням параметрів, гібридні та декомпозовані регулятори [11–15]. У регулюванні силових інверторів декомпозовані структури показали продуктивність, порівнянну з методами планування коефіцієнта посилення, вимагаючи менше обчислювальних ресурсів [14].

Метою дослідження є визначення ефективності застосування різних структур нечітких регуляторів для керування джерелом живлення плазмового різання та аналіз впливу їхніх нелінійних характеристик на якість перехідного процесу. Також увага приділяється дослідженню адаптивності нечітких регуляторів і можливості екстраполяції отриманих результатів на більш складні структури керування, зокрема нечіткі PID-регулятори.

Дослідження виконано для чотирьох регуляторів, серед яких один є лінійним пропорційним, а три — нечіткими регуляторами, побудованими на його основі з різними конфігураціями функцій належності та правил, а також для чотирьох ПІ регуляторів серед яких один традиційний, а інші нечіткі різної структури.

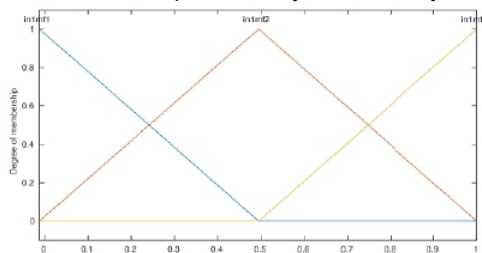
Моделювання виконано в середовищі MATLAB/Simulink для замкненої системи керування. Оцінювання ефективності здійснювалося за характеристиками перехідного процесу, зокрема часом наростання, перерегулюванням, часом встановлення, статичною похибкою, а також інтегральною енергією керування.

Синтез регуляторів для дослідження

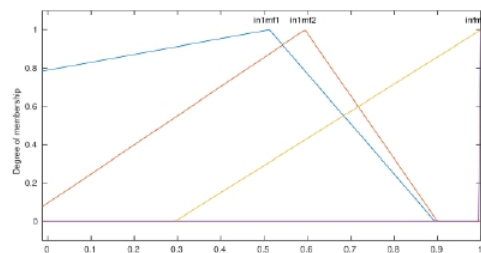
Як базу для подальшого синтезу регуляторів сформовано нечітку систему висновків, що реалізує статичний коефіцієнт посилення 1,36, отриманий із використанням інструмента налаштування PID-регуляторів, як і у попередніх дослідженнях [16]. Для побудови такої системи застосовано методику, розглянуту в попередніх дослідженнях [5,10]. У результаті отримано три рівномірно розподілені в діапазоні вхідної змінної функції належності, що разом із відповідним набором нечітких правил і вихідними функціями забезпечують відтворення лінійної характеристики регулятора із заданим коефіцієнтом посилення. Такий підхід дозволяє використати нечітку систему як еквівалент пропорційного регулятора, що є зручною відправною точкою для подальшого введення нелінійності та адаптивних властивостей.

На основі цієї базової нечіткої системи сформовано декілька інших систем шляхом редагування функцій належності (збільшення максимального значення сигналу керування або тривалості його перебування в максимальній дії керування). Також створено систему типу Мамдані.

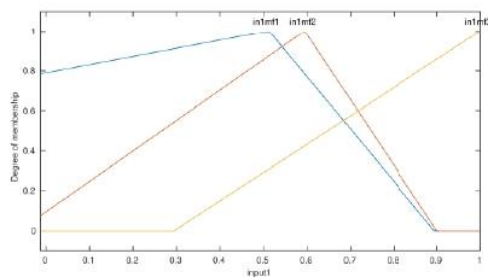
Далі побудовано дві групи регуляторів, що відрізняються як за структурою, так і за принципами реалізації. У першій моделі розглянуто лінійний пропорційний регулятор та декілька варіантів нечітких пропорційних регуляторів типу Sugeno, зокрема Sugeno 2 Fuzzy-P, Sugeno 3 Fuzzy-P Fuzzy-P і Sugeno 4 Fuzzy-P, які відрізняються конфігурацією функцій належності. Друга модель включає більш складні структури керування, у яких враховується інтегральна складова, а саме декомпозований регулятор Sugeno 4 Fuzzy-P+I з реалізацією пропорційної частини з використанням третьої нечіткої системи Sugeno та класичною інтегральною складовою, повністю нечіткий регулятор Mamdani Fuzzy-PI, де обидві складові формуються засобами нечіткої логіки, а також декомпозований регулятор Mamdani Fuzzy-P+I, у якому пропорційна частина реалізована на основі нечіткої системи Mamdani, а інтегральна — у класичному вигляді.



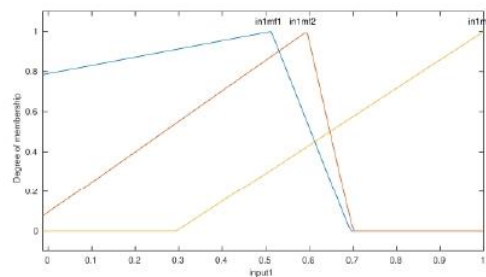
Вхід лінійного (a)



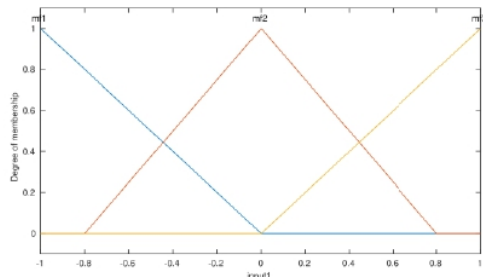
Вхід Sugeno 2 (b)



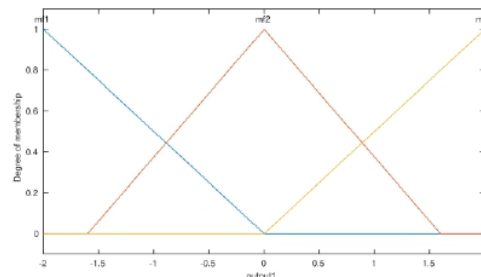
(c) Вхід Sugeno 3



(d) Вхід Sugeno 4



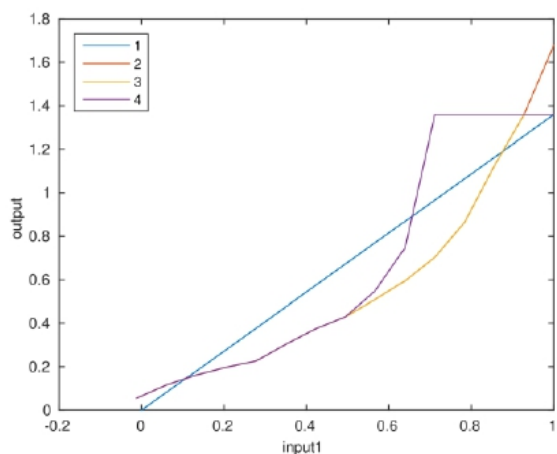
(e) Вхід Mamdani



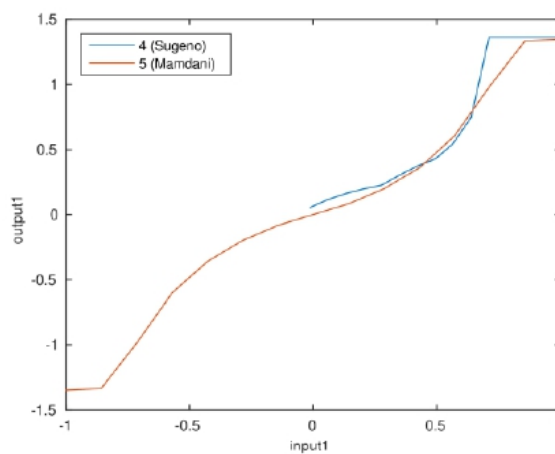
(f) Вихід Mamdani

Рисунок 1 – Функції належності для регуляторів

Для лінійного регулятора використано три рівномірно розподілені трикутні функції належності, розташовані таким чином, що забезпечується симетричне та рівномірне покриття діапазону вхідної змінної, що фактично дозволяє відтворити лінійну залежність між входом і виходом. У першому нечіткому регуляторі структура ускладнюється введенням додаткової функції належності, що є локалізованою в області великих значень та забезпечує посилення керуючого сигналу при значних відхиленнях. Другий нечіткий регулятор зберігає подібну конфігурацію функцій належності, що свідчить про близьку до попереднього поведінку системи, але з насиченням, тоді як у третьому нечіткому регуляторі функції належності модифіковано шляхом збільшення крутизни схилів, що забезпечує більш різку зміну сигналу керування та підвищену чутливість на значних відхиленнях. Для нечіткого регулятора типу Mamdani характерним є симетричний розподіл як вхідних, так і вихідних функцій належності відносно нуля, при чому вихідні функції мають ширший діапазон значень, що додає статичного посилення.



(a)



(b)

Рисунок 2 – Поверхневі діаграми регуляторів

Лінійний регулятор (лінія 1, fig-surface1) характеризується прямолінійною залежністю між вхідною помилкою та вихідним сигналом, що відображає постійний коефіцієнт посилення. Нечіткі регулятори типу Sugeno (лінії 2-4, fig-surface1) демонструють змінний нахил характеристики, що відповідає адаптивному закону керування: у різних варіантах спостерігається поступове або прискорене зростання вихідного сигналу, а також ефекти насичення, які обмежують керуючий вплив при великих значеннях помилки. Для нечіткого регулятора типу Mamdani (лінія 6, рис. 2 (b)) характерною є симетрична нелінійна залежність із повільним зростанням поблизу нуля, подальшим прискоренням і наступним уповільненням, що забезпечує плавну реакцію системи.

Коефіцієнти посилення

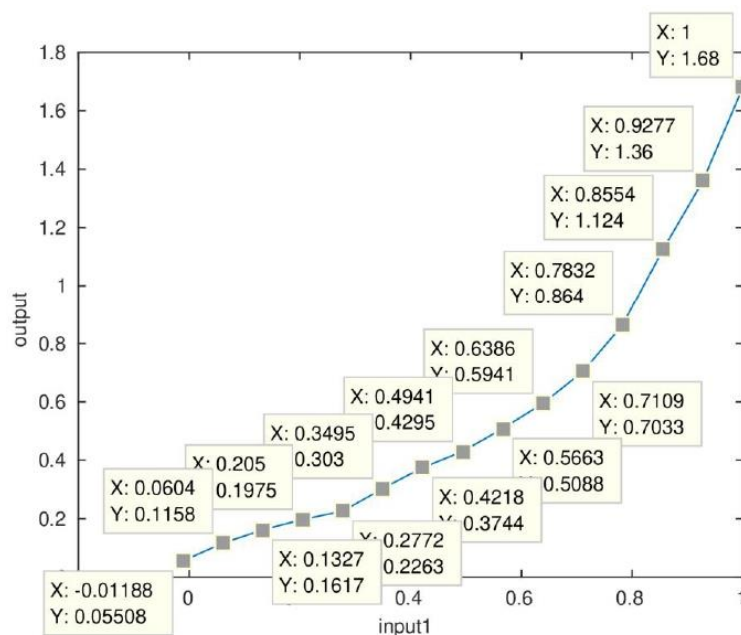


Рисунок 3 – Точки характеристики регулятора

Аналіз точок характеристики регулятора (рис. 3) дає змогу оцінити ефективний коефіцієнт посилення для кожної області. На відміну від лінійного регулятора, де коефіцієнт посилення є сталим, тут він змінюється залежно від робочої точки. При малих значеннях помилки спостерігається підвищений коефіцієнт посилення, що сприяє зменшенню статичної похибки. У середній області значень помилки коефіцієнт посилення зменшується, що дозволяє уникнути надмірної реакції системи та зменшити ймовірність перерегулювання і коливальності. При подальшому зростанні помилки коефіцієнт посилення знову збільшується, забезпечуючи більш інтенсивний вплив на об'єкт керування та пришвидшене повернення системи до заданого режиму.

Симуляція системи та аналіз результатів

Симуляційні моделі на рис. побудовані для порівняння регуляторів у замкненому контурі з одним об'єктом керування. Обидві моделі розбиті на чотири паралельні «смуги», кожна з яких має власний блок регулятора, власний клон об'єкта керування і виходи на візуалізацію даних.

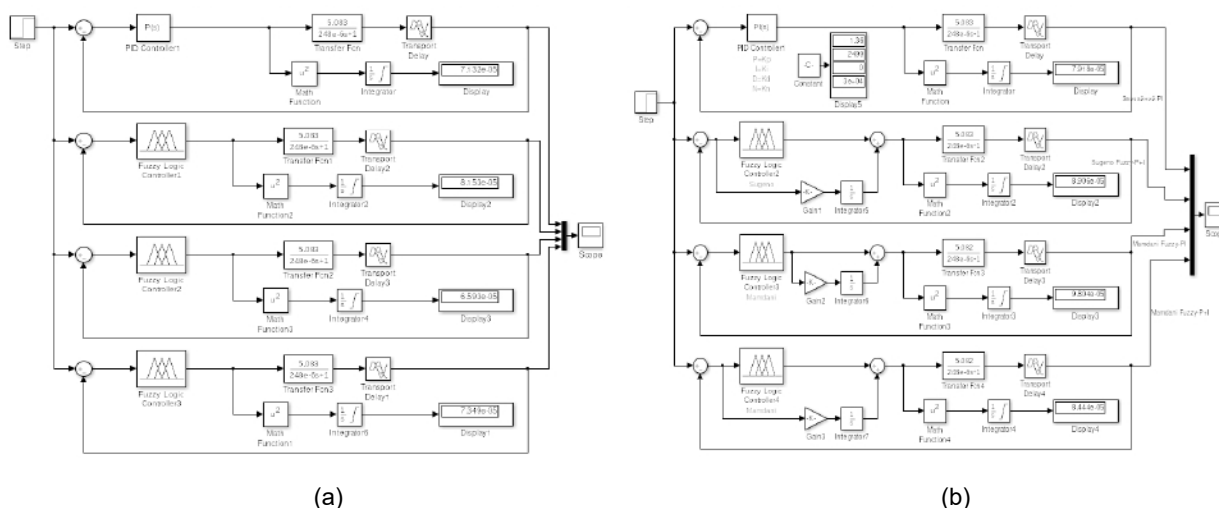
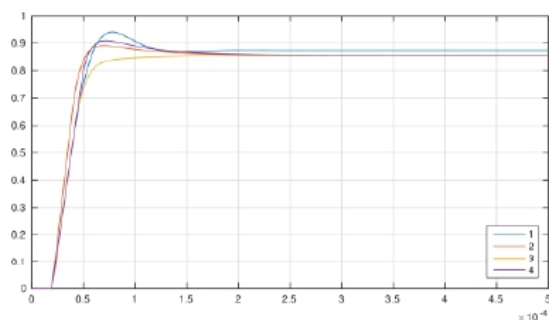
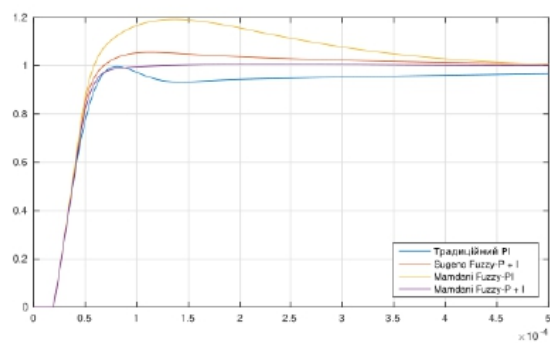


Рисунок 4 – Симуляційні моделі для дослідження регуляторів

Результати моделювання (рис. 5) показали, що всі регулятори забезпечують зменшення початкової похибки, однак їхня поведінка відрізняється. Лінійний регулятор формує сигнал керування, пропорційний до похибки, що забезпечує передбачувану, але менш гнучку реакцію системи. Нечіткі регулятори демонструють нелінійну залежність між входом і виходом, що проявляється у змінному коефіцієнті посилення. Зокрема, для малих значень похибки спостерігається статичний коефіцієнт посилення, що зменшує статичну помилку, тоді як у середньому діапазоні посилення є меншим для запобігання коливанням, а на великих відхиленнях воно зростає, забезпечуючи швидке реагування системи.



(a)



(b)

Рисунок 5 – Відгук системи

Аналіз перехідних характеристик показує, що нечіткі регулятори забезпечують дещо менший час наростання та меншу похибку в усталеному режимі порівняно з лінійним регулятором. Перерегулювання в усіх випадках залишається незначним, але для нечітких регуляторів воно є ще меншим.

Щодо нечітких регуляторів із інтегральною складовою, то повністю нечіткий регулятор типу Mamdani Fuzzy-PI демонструє помітне перерегулювання. Водночас декомпозовані структури Fuzzy-P+I, де інтегральна складова реалізована класичними засобами, дозволяють уникнути цього недоліку та забезпечують більш стабільну поведінку без перерегулювання.

Порівняння двох варіантів Fuzzy-P+I показує, що регулятор на основі Sugeno не має перерегулювання, однак характеризується дещо більшим часом наростання, що свідчить про більш обережний характер керування. Натомість Mamdani Fuzzy-P+I забезпечує швидший час наростання при введенні лише незначного перерегулювання, що може розглядатися як компроміс між швидкодією та точністю.

Тож можна зазначити, що Fuzzy-P+I перевершують традиційний PI-регулятор за якістю перехідного процесу, що підтверджує доцільність використання нечіткої логіки для покращення характеристик систем керування джерелами живлення плазмового різання.

Висновки

Отримані результати підтверджують доцільність застосування нечітких регуляторів у системах керування джерелами живлення для плазмового різання та вказують на перевагу структури Fuzzy-P+I. Водночас деякі варіанти реалізації нечітких регуляторів демонструють подібні результати, що свідчить про певну гнучкість у виборі структури та параметрів.

Важливим аспектом є можливість використання отриманих результатів для синтезу більш складних регуляторів, зокрема структуру Fuzzy-PD+I із застосуванням нечіткої або нейро-нечіткої моделі типу Sugeno. З урахуванням того, що базові характеристики, такі як час наростання та перерегулювання, частково піддаються екстраполяції, результати цього дослідження можуть бути використані як основа для подальшого розвитку систем керування.

Список використаних джерел

1. Вікіпедія. Автоматичний регулятор [Електронний ресурс] / Вікіпедія. – Режим доступу: https://uk.wikipedia.org/wiki/Автоматичний_регулятор (дата звернення: 13.02.2025). – Назва з екрана.
2. Головчук А. Ф. Автоматика теплових процесів [Електронний ресурс] / А. Ф. Головчук. – Дніпропетровськ : ДНУЗТ, 2015. – 54 с. – Режим доступу: <https://studfile.net/preview/5411587/page/7/> (дата звернення: 13.02.2025). – Назва з екрана.
3. Ларичева Л. П. Конспект лекцій з дисципліни «Автоматичне регулювання та управління технологічними процесами» [Електронний ресурс] / Л. П. Ларичева. – Кам'янське : Дніпродзерж. держ. техн. ун-т, 2016. – 75 с. – Режим доступу: <https://www.dstu.dp.ua/Portal/Data/5/7/2-7-kl31.pdf> (дата звернення: 13.02.2025). – Назва з екрана.
4. Review on the Research Progress of Arc Plasma Power Sources in China [Electronic resource] / Yong Jin [et al.] // IEEE Access. – 2023. – Vol. 11. – P. 141394–141405. – Mode of access: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3342646>. – Title from screen.
5. Верещаго Є. М. Розробка нечіткої системи керування для джерела живлення плазмотрона / Є. М. Верещаго, Є. В. Стогнієнко, В. С. Маслик // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці : XV Міжнародна науково-технічна конференція : матеріали. – Миколаїв, 2024. – С. 980–984.
6. Схемотехника инверторных источников питания для дуговой сварки : Учеб. пособие для студ. / Е. Н. Верещаго [та ін.]. – Николаев : Укр. гос. мор. техн. ун-т им. Адм. Макара, 2000. – 283 с.
7. Wikipedia. Nonlinear Control [Electronic resource] / Wikipedia. – Mode of access: https://en.wikipedia.org/wiki/Nonlinear_control (date of access: 13.02.2025). – Title from screen.
8. Wikipedia. Fuzzy control system [Electronic resource] / Wikipedia. – Mode of access: https://en.wikipedia.org/wiki/Fuzzy_control_system (date of access: 13.02.2025). – Title from screen.

9. Wikipedia. Intelligent Control [Electronic resource] / Wikipedia. – Mode of access: https://en.wikipedia.org/wiki/Intelligent_control (date of access: 13.02.2025). – Title from screen.
10. Створення нейро-нечіткого контролера для керування джерелом живлення [Електронний ресурс] / Є. М. Верещаго [та ін.] // Сучасні проблеми автоматики та електротехніки: матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції / ред. А. В. Обрубов. – Миколаїв, 2024. – С. 52–59. – Режим доступу: <https://eir.nuos.edu.ua/handle/123456789/8246> (дата звернення: 13.05.2024). – Назва з екрана.
11. Yesil E. Fuzzy PID controllers: An overview / Engin Yesil, M. Guzelkaya, Ibrahim Eksin. – [S. l.], 2003. – P. 8.
12. An Intelligent Hybrid Fuzzy Pid Controller [Electronic resource] / Isin Erenoglu [et al.]. – [S. l.], 2006. – P. 5. – Mode of access: <https://doi.org/10.7148/2006-0062> (date of access: 13.02.2025). – Title from screen.
13. Brehm T. Hybrid fuzzy logic PID controller [Electronic resource] / Thomas Brehm, Kuldip Rattan // 1993 IEEE National Aerospace and Electronics Conference. – [S. l.], 1994. – P. 1682–1687 vol.3. – Mode of access: <https://doi.org/10.1109/FUZZY.1994.343602> (date of access: 13.02.2025). – Title from screen.
14. Golob M. Decomposed fuzzy proportional-integral-derivate controllers [Electronic resource] / Marjan Golob // Applied Soft Computing. – 2001. – Vol. 1. – P. 201–214. – Mode of access: [https://doi.org/10.1016/S1568-4946\(01\)00019-9](https://doi.org/10.1016/S1568-4946(01)00019-9). – Title from screen.
15. Arif M. S. Decomposed Fuzzy PID controller for power inverters regulation: An overview [Electronic resource] / M. Saad Arif, Shahrin Md Ayob, Zainal Salam. – [S. l.], 2015. – P. 1–7. – Mode of access: <https://doi.org/10.1109/KBEI.2015.7435992>. – Title from screen.
16. Керування динамікою імпульсного перетворювача з м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження [Електронний ресурс] / Є.М. Верещаго [та ін.] // Техн. електродинаміка. – 2024. – № 6. – С. 21–30. – Режим доступу: <https://doi.org/10.15407/techned2024.06.021>. – Назва з екрана.

СЕКЦІЯ 4. АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

УДК 629.58

*Войтасик А.М., к.т.н., Козлов М.О., PhD., Жук Д.О., д.т.н..**Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв*

РОЗРОБКА ГІБРИДНОГО БЕЗПІЛОТНОГО ПІДВОДНОГО АПАРАТА ПРОЄКТУ «UXV»

Одним із перспективних проєктів науково-дослідної діяльності, над яким активно проводиться міжнародна співпраця між Aalborg University (AU) та Admiral Makarov National University of Shipbuilding (NUOS) є розробка гібридного безпілотного підводного апарата проєкту «UXV». Робота над проєктом передбачає поєднання функціональних можливостей як надводних безпілотних підводних апаратів (Unmanned Surface Vessel – USV), так і підводних апаратів (Unmanned Underwater Vehicle – UUV).

Актуальність прийнятого рішення зумовлена стрімким розвитком автономних систем і зростаючою потребою у багатофункціональних роботизованих комплексах, здатних ефективно працювати в складних та змінних умовах морського середовища. Традиційно надводні та підводні апарати виконують різні задачі, однак поєднання їхніх можливостей у єдиній гібридній системі відкриває принципово нові перспективи для моніторингу, дослідження та виконання спеціалізованих місій.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Останні дослідження та публікації у сфері розробки безпілотних підводних апаратів засвідчують інтенсивний розвиток підводної робототехніки та розширення сфер її застосування – від наукових досліджень і моніторингу довкілля до військових і промислових задач [1, 2, 3]. На ранніх етапах розвитку такої техніки широкого поширення набули дистанційно керовані підводні апарати (ROV), функціонування яких забезпечується за допомогою кабельного з'єднання з оператором [4, 5]. В подібних апаратах керування реалізується в режимі реального часу, а основні функції контролю та обробки інформації покладаються на надводний пункт керування [6, 7]. Дані рішення, незважаючи на високу точність керування та надійність передачі даних, мають низку суттєвих обмежень. Використання кабельного каналу зв'язку обмежує радіус дії апарата, знижує його маневреність та ускладнює експлуатацію в складних умовах підводного середовища [8, 9, 10]. Крім того, такі системи є вразливими до механічних пошкоджень кабелю та потребують значних ресурсів для обслуговування і розгортання [11, 12].

З розвитком обчислювальної техніки, сенсорних систем та алгоритмів автономного керування значної популярності набули автономні підводні апарати (AUV), здатні виконувати поставлені задачі без постійного втручання оператора [13, 14]. У сучасних дослідженнях детальна увага приділяється розробці ефективних систем навігації, що базуються на інерційних вимірювальних модулях, гідроакустичних системах та алгоритмах обробки даних у реальному часі [15, 16]. Запропоновані рішення обіцяють високу автономність, однак супроводжуються обмеженими можливостями оперативного коригування місії та складністю забезпечення стабільного зв'язку з апаратом [17, 18].

Актуальні наукові роботи демонструють тенденцію до інтеграції переваг ROV та AUV у межах гібридних підводних систем. Гібридні безпілотні підводні апарати поєднують можливість автономного виконання завдань із функцією дистанційного керування, що дозволяє підвищити гнучкість застосування та ефективність виконання місій у змінних умовах [19, 20]. При цьому значна увага приділяється розробці інтелектуальних систем керування, здатних забезпечувати адаптивне перемикання режимів роботи залежно від зовнішніх факторів та поставлених задач.

Окремі дослідження акцентують увагу на питаннях енергоефективності та оптимізації енергоспоживання підводних апаратів, зокрема за рахунок використання гібридних енергетичних установок, інтелектуального розподілу навантаження між рушійними елементами та застосування енергозберігаючих алгоритмів керування [21, 22]. Завдяки цьому можна суттєво збільшити тривалість автономної роботи апарата та розширити його функціональні можливості.

Відокремлення невирішених раніше частин загальної проблеми. У сучасній практиці виконання підводних робіт все ширше застосовуються безпілотні підводні апарати як універсальні технічні засоби, здатні реалізовувати моніторинг, інспекцію, пошукові та дослідницькі операції в умовах обмеженої доступності або підвищеної небезпеки для людини. Це є доцільним у випадках, коли необхідно виконувати роботи на різних глибинах, у складних гідрологічних умовах або в зонах із обмеженим доступом, де використання пілотованих засобів є економічно недоцільним або технічно ускладненим.

Для задач, пов'язаних із високою точністю позиціонування та оперативним керуванням, традиційно використовуються дистанційно керовані апарати, які підтримують безперервний зв'язок з оператором і можливість миттєвого реагування на зміну умов. Водночас для довготривалих місій та обстеження великих акваторій більш ефективними є автономні апарати, здатні функціонувати без постійного втручання людини. Незважаючи на суттєві переваги кожного з підходів, їх використання окремо не дозволяє повною мірою задовольнити зростаючі вимоги до універсальності, енергоефективності та адаптивності підводних систем.

Основними недоліками існуючих рішень є обмежена автономність дистанційно керованих апаратів через залежність від кабельного зв'язку, а також недостатня гнучкість автономних систем у частині оперативного втручання в процес виконання місії. Крім того, залишаються невирішеними питання ефективного керування енергоресурсами, підтримання стабільної навігації в умовах відсутності глобальних позиційних систем та реалізації надійного перемикавання між режимами роботи.

У роботі запропоновано реалізувати концепцію гібридного безпілотного підводного апарата проєкту «UxV», який поєднує можливості автономного та дистанційно керованого функціонування. Відмінною особливістю запропонованого підходу є системне об'єднання функціональних підсистем із забезпеченням їхньої узгодженої роботи в єдиній керованій платформі. Прийняті технічні рішення спрямовані на здійснення ефективного виконання багатоцільових підводних задач, підвищення рівня автономності та надійності роботи апарата в умовах змінного середовища.

Метою роботи є розробка гібридного безпілотного підводного апарата проєкту «UxV», здатного виконувати багатоцільові підводні задачі в умовах змінного середовища, забезпечувати функціонування як в автономному, так і в дистанційно керованому режимах, а також здійснювати маневрування і позиціонування на заданих глибинах із необхідною точністю та енергоефективністю.

Основний матеріал. Попередній розрахунок гідродинамічного опору виконується з метою визначення сил опору, що діють на ГБПА під час його руху у водному середовищі, та подальшого обґрунтування вибору параметрів рушійної системи. Розрахунок проводиться на основі головних геометричних розмірів апарата, які визначають його обтічність, площу змоченої поверхні та поперечний переріз, що безпосередньо впливають на величину гідродинамічного опору. При цьому враховуються основні складові опору, зокрема лобовий опір, опір тертя та індуктивний опір, що виникає внаслідок взаємодії корпусу з водним середовищем. Вихідні геометричні параметри апарата прийнято на підставі рекомендацій Aalborg University, що дозволяє орієнтуватися на сучасні науково обґрунтовані підходи до проєктування підводних роботизованих систем. Зведені результати виконаних розрахунків представлені в табл. 1.

Таблиця 1 – Результати розрахунків рушійно-кормового комплексу ГБПА

№ з/п	Найменування параметра, одиниці вимірювання	Позначення	Значення
1	Довжина корпусу апарата, м	L	1,5
2	Ширина корпусу апарата, м	B	0,5
3	Висота корпусу апарата, м	H	0,5
4	Довжина кормової частини, м	l_s	0,45
5	Площа поперечного перерізу корпусу апарата, м ²	S_x	0,25
6	Проекція корпусу на вертикальну вісь, м ²	S_y	0,75
7	Опір повздовжньому переміщенню корпусу апарата, Н	R_x	64
8	Кількість гребних електрорушійних пристроїв апарата, шт.	Z_p	2 маршових, 1 вертикальний
9	Густина морської води, кг/м ³	ρ_0	1025
10	Діаметр ГГ в насадках, м	D'	0,12
11	Швидкість обертання маршових ГГ, об/хв	n'	1900
12	Потужність маршових електрорушійних пристроїв, кВт	P'_S	2×0,16
13	Створюваний упор, Н	T'_B	2×32
14	Потужність вертикального електрорушійного пристрою, кВт	P''_S	0,52
15	Створюваний упор, Н	T''_B	66
16	Швидкість обертання вертикального ГГ, об/хв	n''	1700
17	Швидкість маршового руху, м/с	v'_A	2
18	Швидкість вертикального руху, м/с	v''_A	0,5
19	Канал керування	C_l	аналоговий 5В, цифровий RS485/RS422, PWM, CAN
20	Маса рушійно-кормового комплексу, кг		7

Для забезпечення заданої швидкості (до 2 м/с) та виконання місії на відстані до 2 км проаналізовано енергетичні потреби бортових систем. Встановлено, що стандартні джерела живлення не забезпечують необхідної тривалості роботи, тому запропоновано використання літій-залізофосфатної (LiFePO₄) акумуляторної системи підвищеної ємності. Результати виконаних розрахунків представлені в табл. 2.

Таблиця 2 – Результати розрахунків енергетичної підсистеми ГБПА

№ з/п	Найменування параметра, одиниці вимірювання	Позначення	Значення
1	Відстань руху, км	S_m	2
2	Потужність споживання керуючих систем, кВт	$P_{sl.s_i}$	0,2
3	Потужність систем споживання виконуючих систем, кВт	$P_{si.s}$	1
4	Епізодичність застосування баласно-вирівнювальної системи, %	$k_{i.bs}$	10
5	Кількість циклів спливання / занурення за час виконання місії	$n_{i/a}$	6
6	Робоча глибина занурення, м	$z_{i/a}$	25
7	Гранична глибина занурення, м	z_k	50
8	Номінальна потужність забезпечення функціональності апарата під час місії, кВт	P_l	0,665
9	Номінальна напруга бортової акумуляторної електроенергетичної системи, В	U_e	48
10	Номінальний струм споживання, А	I_n	13,9
11	Потужність бортової акумуляторної електроенергетичної системи, кВт·год	P_e	7,2
12	Час руху до цілі на відстань 1 км та повернення на базу, хв	t_m	17
13	Автономність ГБПА, год	T_e	10
14	Ємність акумуляторної батареї, А·год	C_e	150
15	Кількість елементів живлення в акумуляторній батареї, шт.	n_e	15
16	Номінальна напруга живлення одного елемента, В	u_e	3,2
17	Падіння ємності акумуляторів при зберіганні заряду на рівні 100% та експлуатації 1 рік, А·год	ΔC_e	26

Висновки. В роботі виконано узгодження геометричних параметрів корпусу ГБПА проекту «UxV» з характеристиками рушійно-кормового комплексу та енергетичної підсистеми з урахуванням змінних умов гідродинамічного середовища. Сформовано параметричну базу рушійних пристроїв з використанням гребних гвинтів у насадках, що забезпечує підвищення ефективності створення сил упорів та стабільність роботи в надводному та підводному режимах. Отримані результати розрахунків підтверджують узгодженість основних підсистем апарата, забезпечують формування енергетичного балансу та досягнення заданого рівня автономності до 10 годин при номінальному навантаженні 0,665 кВт, що робить апарат ефективним інструментом для моніторингу та інспекційних робіт.

Список використаних джерел

1. Войтасик А.М., Сабуцький І.П. (2024) Структура системи автоматичного керування безкіпажним надводним катером. Науково-виробничий журнал Електромеханічні і енергозберігаючі системи, 3(66), 14-21.
2. Войтасик А.М., Сабуцький І.П. (2024) Система автоматичного керування курсом безкіпажного надводного катера. Науково-виробничий журнал Електромеханічні і енергозберігаючі системи, 4(67), 27-37.
3. Войтасик А.М., Костенко Д.В., Сірівчук А.С. (2024) Система вимірювання динамічних характеристик безкіпажного катера як складова його системи автоматичного керування. Науковий вісник Херсонської державної морської академії, 2(29), 49-57. DOI: 10.33815/2313-4763.2024.2.29.049-057.
4. Блінцов В.С., Киристюк О.М. (2009) Дослідження впливу конструктивних параметрів самохідного прив'язного підводного робота на його експлуатаційні характеристики. Eastern-European journal of enterprise technologies, 5(37), 38-42. DOI: 10.15587/1729-4061.2009.3139.
5. Блінцов В.С., Киристюк О.М. (2008) Моделюючий комплекс для дослідження технологій моніторингу акваторій з застосуванням самохідного прив'язного підводного робота. Збірник наукових праць НУК, 6(423). 48-57.

6. Blintsov V., Trunin K. (2020). Construction of a mathematical model to describe the dynamics of marine technical systems with elastic links in order to improve the process of their design. Eastern-European journal of enterprise technologies, 9 (103), 56-66..
7. Quan W., Zhang Z.A. (2015) geometrically exact formulation for three-dimensional numerical simulation of the umbilical cable in a deep-sea ROV system. China ocean engineering, 29(2), 223-240.
8. Edmans B.D., Pham D.C., Zhang Z.O., Guo T.F., Sridhar N., Stewart G. (2019) An effective multiscale methodology for analysis of marine flexible risers. Journal of marine science and engineering, 7, 340.
9. Kun-Woo K., Jae-Wook L., Wan-Suk Y. (2012) The motion and deformation rate of a flexible hose connected to a mother ship. Journal of mechanical science and technology, 26(3), 703-710..
10. Blintsov, V., Trunin, K. (2021). Improving the designing of marine tethered systems using the principles of Shipbuilding 4.0. Eastern-European journal of enterprise technologies, 1/13 (109), 35-48..
11. Li D., Du L. (2021) AUV trajectory tracking models and control strategies: A Review. Journal of marine science and engineering, 9, 1020..
12. Jawhar I., Mohamed N., Al-Jaroodi J., Zhang S. (2018) An architecture for using autonomous underwater vehicles in wireless sensor networks for underwater pipeline monitoring. IEEE Transactions on industrial informatics, 15, 1329-1340.
13. Degorre L., Fossen T.I., Chocron O., Delaleau E. (2024) A model-based kinematic guidance method for control of underactuated autonomous underwater vehicles. Control engineering practice, 152, 106068. DOI: 10.1016/j.conengprac.2024.1060689.
14. Rezazadegan F., Shojaei K., Sheikholeslam F., Chatraei A. (2015) A novel approach to 6-dof adaptive trajectory tracking control of an AUV in the presence of parameter uncertainties. Ocean engineering, 107, 246-258.
15. Su R., Zhang D., Li C., Gong Z., Venkatesan R., Jiang F. (2019) Localization and data collection in AUV-aided underwater sensor networks: Challenges and opportunities. IEEE Network, 33, 86-93.
16. Hollinger G.A. (2012) Underwater data collection using robotic sensor networks. IEEE Journal on selected areas in communications, 30(5), 899-911.
17. Chen G. (2021) Pseudo-image and sparse points: Vehicle detection with 2D LiDAR revisited by deep learning-based methods. IEEE transactions on intelligent transportation systems, 22(12), 7699-7711.
18. Repoulas F., Papadopoulos E. (2006) Planar trajectory planning and tracking control design for underactuated AUVs. Ocean engineering, 34(11-12), 1650-1667.
19. Zhu Z., Huang D., Yang F., He H., Liang F., Voitysyk A. (2025) Learning-aided adaptive robust control for spiral trajectory tracking of an underactuated AUV in net-cage environments. Journal from MDPI Applied Sciences, 15(19), 10477.
20. Liu W., Xia X., Xiong L., Lu Y., Gao L., Yu Z. (2021) Automated vehicle sideslip angle estimation considering signal measurement characteristic. IEEE Sensors journal, 21(19), 21675-21687.
21. Cerrada C., Chaos D., Moreno-Salinas D., Pascoal A., Aranda J. (2024) An energy efficient fault-tolerant controller for homing of underactuated AUVs. Control engineering practice, 146, 105883.
22. Jian Q.W., Yu D., Jing W. (2015) Energy efficient trajectory tracking controller for underwater applications: A robust approach. Aquatic procedia, 4, 571-578.

УДК 681.5

Білюк І.С., к.т.н., доц., Савченко О.В., старший викладач, Козлов А.Ю., к.т.н., Іванов А.В., к.т.н., Чубчик С.С.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

КЕРОВАНІЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ДЛЯ СИСТЕМИ ВОДОПОСТАЧАННЯ

Дана робота присвячена дослідженню перехідних характеристик асинхронного електроприводу насосного агрегату з ПІД-подібним нечітким регулятором.

Завданням роботи є дослідження динаміки електропривода насосного агрегату. Для досягнення цього завдання, потрібно вирішити наступне:

- побудувати модель асинхронного електропривода;
- виконати синтез ПІД-подібного нечіткого регулятора;
- виконати моделювання системи керування;
- виконати порівняльний аналіз роботи електропривода з традиційними та нечіткими регуляторами.

Припустимий характер споживання води вимагає безперервної зміни режиму роботи насосних агрегатів систем водопостачання. Зміни необхідно вносити таким чином, щоб підтримувати необхідні значення параметрів у системі в цілому та одночасно забезпечувати мінімально можливе споживання потужності насосним агрегатом. Ця проблема вирішується системою автоматичного керування, яка стабілізує тиск у мережі на заданому значенні. Практично неможливо стабілізувати тиск у всіх точках складної мережі, тому зазвичай йдеться про стабілізацію тиску в окремих точках мережі. Сигнали від датчика тиску, встановленого в точці диктування мережі, та від

сигналу задаючого пристрою подаються на контролер тиску, де вони порівнюються один з одним та відповідно обробляються, а потім передаються до системи керування приводом насоса[1].

В роботі, як об'єкт керування, розглядається насосна станція 3 НКВЕ 15/8 Т, яка призначена для підвищення тиску води для промислових, цивільних та сільськогосподарських потреб. Насосна станція складається з трьох вертикальних багатоступеневих відцентрових насосів, кожен з яких оснащений асинхронним двигуном. Модель електромеханічної частини показано на рис.1. [2, 3].

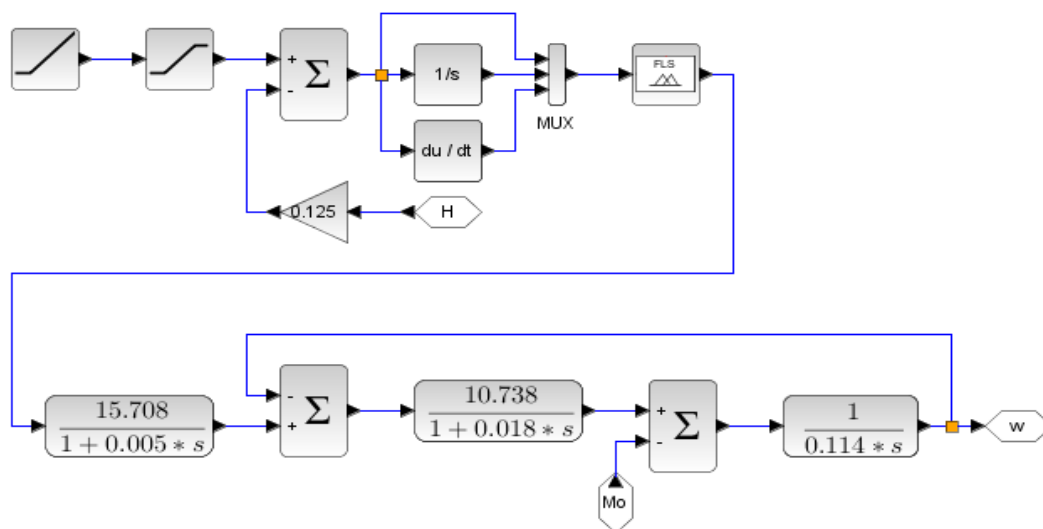


Рисунок 1 – Модель електромеханічної частини

У представленій роботі нечітка логіка в ПІД-регуляторі тиску використовується для організації автоматичного регулювання коефіцієнтів традиційного ПІД-регулятора. Такий підхід є зручнішим через простоту використання, ніж адаптивне керування або використання складних контролерів стану. Коефіцієнти пропорційної, інтегральної та диференціальної складових традиційного регулятора тиску попередньо розраховуються за умови, що схема стабілізації тиску налаштована на технічний оптимум[3, 4].

Перехідні характеристики цієї моделі асинхронного електроприводу магістрального насоса з традиційними та нечіткими контролерами при зміні витрати показано на рис. 2. Отже, аналіз якості керування за перехідними характеристиками можна зробити висновком для традиційного ПІД-регулятора. Отримані результати підтверджують доцільність та ефективність застосування ПІД-подібних нечітких регуляторів тиску в асинхронному електроприводі систем водопостачання. Чорною лінією позначено традиційний ПІД-регулятор, а червоною ПІД-подібний нечіткий.

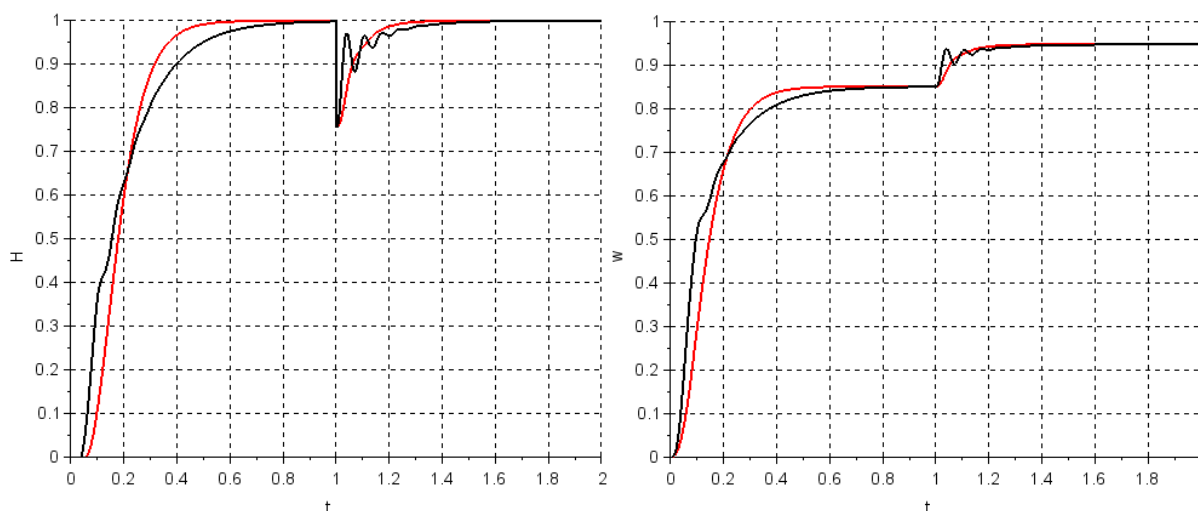


Рисунок 2 – Перехідні характеристики системи

Висновок

В роботі було побудовано модель асинхронного електропривода з нечітким контролером системи водопостачання, що дозволило проаналізувати та дослідити динаміку електропривода при зміні режимів роботи. Результати моделювання показали доцільність використання нечіткої логіки в структурі традиційних ПІД-регуляторів, а також підтвердили перспективність такого підходу.

Список використаних джерел

1. Europump & Hydraulic Institute. (2011). *Variable speed pumping: A guide to successful applications*. Elsevier.
2. Du Plessis, G. E., & Liebenberg, L. (2013). The use of variable speed drives for cost-effective energy savings in South African mine cooling systems. *Energy*, 55, 16–24
3. Campbell, Stephen L., Chancelier Jean-Philippe, & Nikoukhah Ramine (2009). *Modeling and Simulation in Scilab/Scicos with ScicosLab 4.4*. New York: Springer.
4. Білюк, І. С., Савченко, О. В., Теплов, С. А., Харчук, Р. В., & Холоденко, Д. К. (2021, December). Система керування електропривода насоса зрошувальної установки. In *The XII International Science Conference «Topical tendencies of science and practice»*, December 07–10, 2021, Edmonton, Canada. 601 p. (p. 539).

УДК 681.5

Білюк І.С., к.т.н., доц., Савченко О.В., старший викладач, Васильєв О.Г., к.т.н., доц., Фоменко А.М., старший викладач, доц.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ТРАНСПОРТЕРА СТРУЖКИ ВОСЬМИШПИНДЕЛЬНОГО ТОКАРНОГО АВТОМАТА

В роботі розглянуто заміна застарілого двигуна постійного струму на асинхронний двигун з короткозамкненим ротором з сучасним частотним перетворювачем привода транспортування стружки токарного восьмишпіндельного пруткового горизонтального восьмишпіндельного автомата моделі 1Б225-8К.

Основою сучасного виробництва є машинобудування, оскільки воно застосовується так або інакше в усіх галузях діяльності людини. А тому воно потребує постійного удосконалення. Одним із шляхів модернізації є розвиток верстатобудування, оскільки саме на металорізальних верстатах виготовляються запчастини машин та інструменти для роботи із ними. Сучасні автомати здатні виконувати обробку заготовок із точністю до лічених мікрметрів. Так само сучасні верстати можуть оброблювати і дуже великі деталі. Можна виробляти деталі складної форми завдяки програмуванню ЧПК.

Верстат 1Б225-8К призначений для виготовлення деталей з каліброваного пруткового матеріалу із різних марок сталі, кольорових металів і пластмас. Даний верстат використовується в масовому та крупносерійному виробництві. На верстаті виконується розточка по верху, розточка отворів, виточка зовнішніх та внутрішніх канавок, свердління, зенкування та ін. після завантаження прутковий автомат працює по автоматичному циклу до того часу, поки в хочаб в одному з шпінделів не закінчиться матеріал. [1, 2].

Метою роботи є заміна двигуна постійного струму на асинхронний двигун з короткозамкненим ротором і керуванням за допомогою сучасного перетворювача. Технічні параметри електродвигуна зведено у таблиці 1.

Таблиця 1 – Технічні параметри електродвигуна

Параметр	Значення
Номинальна потужність P_n , Вт	1100
Номинальна частота обертання n_n , об/хв	1390
Номинальна напруга U_n , В	400
Частота мережі f_{1n} , Гц	50
Кількість пар полюсів p_p	2
Номинальний струм I_n , А	2,8
Кратність $I_{пуск}/I_n$	4,4
Номинальний момент M_n , Н·м	7,5
Кратність $M_{пуск}/M_n$	2,2
Кратність M_{max}/M_n (λ)	2,45
$\cos\phi$	0,8
Момент інерції $J_{дв}$, кг·м ²	0,0026

Для керування було обрано частотний перетворювач *Lenze 8200 Vector* можуть застосовуватися у верстатобудуванні, роторних і шнекових системах, які подаються, стрічкових транспортерах, екструдерах, що вимагають підтримки оптимальних параметрів в певному діапазоні. Крім того, вони можуть застосовуватися в силових установках самого різного призначення, де потрібне оперативне керування роботою електродвигунів. Завдяки розширеному діапазону вхідних напруг, інвертори цієї серії не прив'язані до стандартів, що дозволяє використовувати їх в ненормованих умовах або при нестабільному живленні. Діапазон вхідних напруг охоплює більшість стандартів електроживлення різних країн і спрощує адаптацію обладнання під різні вимоги.

Тож, відповідно до [3, 4], було розраховано параметри системи керування, значення яких зведено у табл. 2.

Таблиця 2 – Параметри системи

I_{Σ}	T_{μ}	$k_{дш}$	$k_{ПЧ}$	$K_{рш}$	T_{ε}	$T_{рш}$	β	T_n
0,029	0,029	0,069	15,708	0,087	0,0092	0,158	0,681	0,042

На підставі структурної схеми [4, 5], для дослідження динамічних характеристик системи керування електроприводу, та відповідно до математичного опису будемо імітаційну модель системи керування електроприводу із використанням пакету програм *MATLAB*. Імітаційна модель системи керування в середовищі *MATLAB* показано на рис. 1.

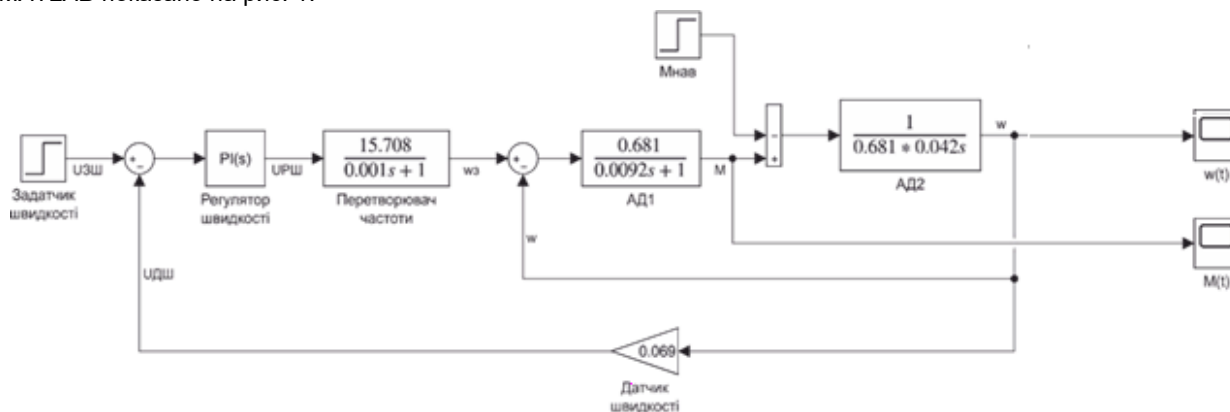


Рисунок 1 – Модель автоматизованого електропривода в MATLAB

У результаті моделювання були отримані перехідні характеристики автоматизованого електропривода, які представлені на рис. 2.

Для оцінки якості керування за рисунком 2 визначимо наступні показники якості:

- час перехідного процесу $t_{пп}=1,15$ с;
- перерегулювання відсутнє, тобто $\sigma=0$ %.

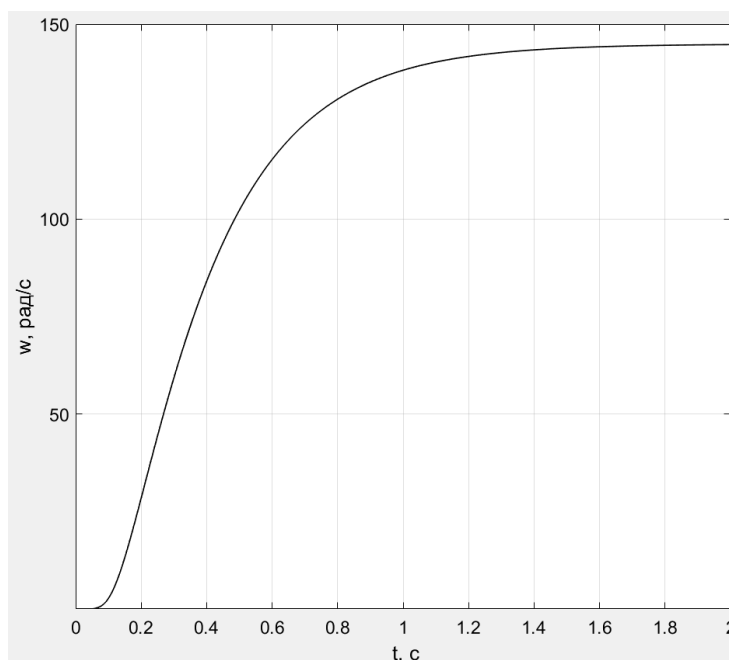


Рисунок 2 – Перехідна характеристика кутової швидкості електродвигуна

Висновок. В роботі було проведено модернізацію системи керування електропривода транспортеру стружки за допомогою заміни ДПС на асинхронний двигун змінного струму з короткозамкненим ротором та частотним перетворювачем. Було розглянуто динаміку моделі автоматизованого електропривода за допомогою програмного пакету *MATLAB*. Отримано перехідні характеристики. Аналіз результатів дослідження якості показав, що автоматизований електропривод має динамічні показники, які цілком задовольняють сформульованим у завданні вимогам: $\sigma=0$ % (≤ 5), $t_p=1,2$ с (≤ 2).

Список використаних джерел

1. Металінструмент. (n.d.). *Багатошпиндельні токарні автомати (класифікація та опис)*. Режим доступу: https://metalinstrument.com/sprav_1a225.htm
2. Білюк, І. С., Савченко, О. В., & Льовкін, В. С. (2025). Удосконалення системи керування деревообробного верстата.
3. Lenze. (n.d.). *Перетворювач частоти Lenze 8200 Vector*. Режим доступу: <https://ukrspecavtomat.com.ua/uk/products/lenze-8200-vector/>
4. Білюк, І. С., Савченко, О. В., Тубальцев А. М., Фоменко, А. М., Ячменов, Р. М., Зозулин В. В. (2025). Возможна модернизация электропривода популярного верстата модели 7A412.

УДК 666.97.033.16:621.313

*Джангіров М. В., Черно О. О., д.т.н.**Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв*

МОДЕЛЮВАННЯ ВІБРОУСТАНОВКИ З КЕРОВАНИМ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ПРИВОДОМ ПРИ УЩІЛЬНЕННІ БЕТОННОЇ СУМІШІ

Масштабна відбудова громадянської інфраструктури України потребує кардинального нарощування темпів виробництва збірного залізобетону при суворому дотриманні енергоефективності та ресурсного заощадження. Від процесу ущільнення залежить вилучення повітря і зайвої рідини з бетонної суміші, що впливає на форму, міцність, вологостійкість і довговічність виробу. Тому до вібраційних установок, які при цьому використовують, пред'являють високі вимоги, такі як: забезпечення високої ефективності ущільнення, простота конструкції, висока надійність, відносна невелика металоємність і низька енергоємність [1, 2]. Одним з варіантів вирішення цієї проблеми є застосування віброустановок з керованим електромагнітним приводом, що забезпечують гнучку адаптацію режимів роботи до змінних характеристик бетонної суміші.

Традиційно для опису взаємодії вібромашин із бетонною сумішшю використовуються дискретні моделі (зосереджені маси та пружини), що цінуються за простоту [3]. Більш точними є континуальні моделі [4, 5], які враховують хвильові процеси через апроксимацію суміші комбінаціями ідеалізованих тіл Гука, Ньютона та Сен-Венана. Ще більш глибокий фізичний опис дають моделі, що розглядають бетонну суміш як гетерогенне (багатофазне) середовище, яке складається з твердого скелета (щебінь, пісок) та флюїда (цементне тісто, вода, повітря), що заповнює пори. Найбільш фундаментальною тут є теорія поропружності М. Біо [6]. Відповідно до цієї теорії, ущільнення розглядається як спільна деформація твердого скелета та фільтрація рідини крізь нього. Хоча модель Біо є найбільш фізично точною, її використання в інженерних розрахунках ускладнене через велику кількість параметрів, які важко виміряти в реальному часі. Водночас все частіше застосовують моделювання, з використанням методу дискретних елементів та обчислювальної гідрогазодинаміки [7, 8], де кожна частинка заповнювача розглядається окремо. Тут бетонна суміш моделюється не як суцільне тіло, а як сукупність величезної кількості окремих частинок, що взаємодіють через контактні сили (тертя, зіткнення). Однак цей метод вимагає надпотужних обчислювальних ресурсів, що робить його нераціональним для задач дослідження динаміки віброустановки та її електромагнітного привода.

Враховуючи все вищезазначене моделювання складної системи «вібраційна машина – ущільнюване середовище» з урахуванням континуальних властивостей суміші є актуальною науково-технічною задачею.

Метою роботи є розробка математичного апарату для моделювання динаміки системи «електромагнітний вібробуджувач – платформа – бетонна суміш» як єдиного електромеханічного комплексу з нестационарними параметрами.

Вібраційну установку представлено динамічною схемою із зосередженими масами, пружними зв'язками та елементами в'язкого тертя. На її основі, з використанням рівнянь Лагранжа II роду, побудовано систему диференціальних рівнянь [3]. Модель враховує інерційні параметри робочого органа, проміжної платформи та динамічного віброгасника, жорсткості пружних елементів, дисипативні характеристики системи, а також зовнішні чинники: електромагнітну силу вібратора та реакцію бетонної суміші.

Для визначення сили реакції ущільнюваного середовища, що діє на робочий орган віброустановки, побудовано континуальну модель вертикального деформування цементобетонного шару. В основу моделі покладено диференціальне рівняння у частинних похідних, що описує зв'язок між напруженнями та деформаціями з урахуванням динамічного модуля пружності, коефіцієнта в'язкості та густини суміші [9]. Шляхом апроксимації частинних похідних скінченними різницями отримано систему звичайних диференціальних рівнянь, які описують взаємодію окремих шарів суміші.

Шляхом об'єднання зазначених двох систем отримано комплексну математичну модель механічних процесів у віброустановці, представлену в операторній формі. Особливістю моделі є врахування фазового зсуву хвиль у товщі бетону, що дозволяє адекватніше оцінювати дисипацію енергії порівняно з дискретними схемами. На її основі розраховані частотні характеристики, що дають змогу визначати резонансні режими та оцінити вплив параметрів коливальної системи і бетонної суміші.

Для дослідження динаміки в часовій області на основі диференціальних рівнянь, представлених у формі Коші, побудовано імітаційну модель механічної системи у середовищі MATLAB/Simulink. Її було інтегровано як механічну підсистему в загальну модель керованого електромагнітного вібраційного привода, що містить також підсистему електромагнітних процесів. Структура в Simulink побудована за модульним принципом, що дозволяє легко адаптувати її під різні задачі.

За допомогою розробленої моделі отримано графіки перехідних процесів у системі. При цьому було також враховано зміну механічних властивостей бетонної суміші в процесі її ущільнення.

Висновки. Створена математична модель дозволяє досліджувати та аналізувати роботу системи «вібраційна машина – ущільнюване середовище» без обмежень на характер змушуючих сил та враховуючи динамічну зміну властивостей бетонної суміші. Перспективним напрямом подальших досліджень є використання запропонованих моделей для розробки систем автоматичного керування, що забезпечують енергоефективне керування електромагнітним приводом шляхом адаптації параметрів вібрації до динамічної зміни реологічних характеристик бетонної суміші.

Список використаних джерел

13. Назаренко І. І. Обґрунтування алгоритму розрахунку вібраційної установки для ущільнення бетонних сумішей зі змінним режимом роботи / І. І. Назаренко, О. В. Дєдов, О. С. Дьяченко // Гірничі, будівельні, дорожні та меліоративні машини. – 2019. – № 93. – С. 19–26.
14. Ручинський М. М. Огляд і аналіз існуючих режимів ущільнення бетонних сумішей / М. М. Ручинський, А. Т. Свідерський, О. С. Дьяченко // Матеріали науково-технічної конференції "Прогресивна техніка, технологія та інженерна освіта". – 2019. – № XX. – С. 298–300.
15. Черно О. О. Энергоэффективные керованые электромагнитные приводы вибрационного оборудования. Теория и практика : дис. ... д-ра техн. наук : 05.09.03 / Черно Олександр Олександрович. – Миколаїв, 2020. – 339 с.
16. Гурський В. М. Синтез нелінійних полічастотних вібраційних машин з резонансними режимами роботи : дис. ... д-ра техн. наук : 05.02.02 / Гурський Володимир Миколайович. – Львів, 2018. – 475 с.
17. Сліпецький В. В. Обґрунтування параметрів віброформувального обладнання для виготовлення бетонних виробів : дис. ... д-ра філософії : 133 / Сліпецький Василь Володимирович. – К., 2022. – 216 с.
18. Coussy O. Poromechanics / O. Coussy. – Chichester : John Wiley & Sons, 2004. – 320 p.
19. Numerical analysis and experimental research on the vibration performance of concrete vibration table in PC components / D. Zou, Z. He, X. Cheng, W. Yu // Science and Engineering of Composite Materials. – 2024. – Vol. 31. – Art. 20240038.
20. A critical review of the coupled CFD–DEM method for the simulation of two-phase liquid–solid systems / P. Ranjbari, M. Ebrahimi, F. Ein-Mozaffari [et al.] // Powder Technology. – 2025. – Vol. 454. – Art. 120677.
21. Іткін О. Ф. Наукові основи розробки вібраційних машин для ущільнення цементобетонних сумішей : дис. ... д-ра техн. наук : 05.05.02 / Іткін Олександр Фувімович. – Х., 2010. – 412 с.

УДК 681.5

Серго І. С., Черно О. О., д.т.н.

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

МОДЕЛЮВАННЯ КЕРОВАНОГО ЗА ЧАСТОТОЮ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ДИНАМІЧНОГО ВІБРОГАСНИКА

Керовані системи віброзахисту застосовуються з метою зниження рівня нестаціонарних вібрацій у тих випадках, коли інші засоби, такі як вібродемпфування, віброізоляція або усунення джерела вібрації, не забезпечують необхідної ефективності [1]. Подібні системи, зокрема, використовуються для обмеження поширення вібрацій від електричних установок по корпусу суден [2], зменшення коливань консольних балок конструкцій [3], а також для підвищення комфорту сидінь транспортних засобів [4].

Серед керованих систем віброзахисту виділяють активні та напівактивні. Активні системи створюють змінне зусилля, яке знаходиться у протифазі до збурювальної вібрації. Напівактивні ж системи змінюють параметри коливальної системи, такі як маса, жорсткість або коефіцієнт демпфування, з метою забезпечення потрібних частотних характеристик. У порівнянні з активними системами, напівактивні мають ряд переваг, серед яких менше енергоспоживання та знижена маса [5]. До цього класу, зокрема, належать керовані динамічні віброгасники (КДВГ) [1; 6; 7].

Для гасіння вібрацій із частотами приблизно від 5 Гц і вище застосовують електромагнітні КДВГ. У таких пристроях жорсткість підвісу маси регулюється за рахунок магнітного поля, що дає змогу налаштовувати систему на необхідну частоту вібрації [8–10]. У зв'язку з цим, моделювання та дослідження подібних систем з метою вдосконалення їх конструктивних і керуючих характеристик залишається актуальним науковим завданням.

У роботі [11] запропоновано математичну модель магнітної системи КДВГ, розроблену із використанням методу конформних перетворень. Для отримання аналітичного розв'язку було прийнято ряд припущень, зокрема щодо впливу геометричних параметрів пазів між зубцями полюсів. У дослідженні [12] представлено модель, побудовану на основі методу інтегральних рівнянь. У цьому випадку електромагнітна сила визначається інтегруванням нормальної складової магнітного поля вздовж замкнутого контуру рухомого магнітопроводу, тоді як саме поле знаходиться шляхом розв'язання системи лінійних рівнянь, сформованих на базі рівняння Фредгольма II роду. Оскільки дана модель реалізована чисельно, вона дозволяє враховувати довільну геометрію полюсів у межах плоскої задачі. У роботі [13] використано двовимірну модель магнітної системи, реалізовану методом скінчених елементів у середовищі Maxwell.

У роботі [1] наведено динамічну модель системи керування власною частотою КДВГ. У ній враховується інерційний зв'язок між фазовим розузгодженням коливань рухомої та нерухомої частин віброгасника і різницею їх частот. Цей зв'язок описується аперіодичною ланкою, параметри якої (коефіцієнт підсилення та стала часу) обернено залежать від власної частоти та відносного демпфування пружного підвісу. Характеристики виконавчого пристрою, зокрема коефіцієнт передачі і стала часу, визначаються на основі наближених залежностей.

Разом з тим, у моделях [11, 12] не враховано нелінійність кривої намагнічування сталі, хоча локальне насичення зубців може суттєво впливати як на розподіл магнітного поля в повітряному зазорі, так і на величину електромагнітної сили. У моделі [13] ця нелінійність врахована, однак не розглядається вплив проти-ЕРС, що індуктується в обмотці віброгасника під час його коливань.

Також модель системи керування, наведена в [1], не враховує ряд факторів, які можуть істотно впливати на динаміку процесів. По-перше, не враховано нелінійну залежність між Δf та $\Delta \omega$, оскільки прийнято припущення про роботу системи в межах лінійної ділянки характеристики. По-друге, не враховано параметри частотного каналу налаштування. По-третє, поза увагою залишилися нелінійності виконавчого механізму, а замість миттєвих значень електромагнітної сили використано жорсткість тягової характеристики як функцію струму. Крім того, не розглянуто процеси цифрової обробки сигналів у системі керування.

Метою роботи є розроблення імітаційної моделі електромагнітного КДВГ, яка б враховувала особливості електромеханічних процесів у динамічних режимах, а також специфіку формування сигналів у системі автоматичного керування.

Для досягнення поставленої мети було виконано такі етапи. Розроблено модель електромагнітної системи на базі конструкції КДВГ, запропонованої у [14]. Для розрахунку магнітного поля застосовано метод скінченних елементів, що дозволяє враховувати нелінійні властивості матеріалів. Реалізацію здійснено в середовищі Finite Element Method Magnetism (FEMM). На основі отриманих рівнянь сформовано імітаційну модель електромагнітної підсистеми.

Наступним етапом стало створення моделі визначення амплітуди, частоти і фази вібрації. За основу алгоритму визначення параметрів вібрації було взято дискретне перетворення Фур'є (ДПФ).

На основі розроблених підсистем побудовано загальну імітаційну модель КДВГ із блоком обчислення параметрів вібрації. Із застосуванням цієї моделі було досліджено такі залежності: амплітуду вібрацій об'єкта від частоти (при нульовій напрузі та напрузі 9 В), фазове зміщення коливань об'єкта відносно віброгасника залежно від частоти (також для двох режимів напруги), а також зміну струму в обмотці КДВГ залежно від частоти при напрузі 9 В.

Висновки. Запропонована модель дає можливість аналізувати процеси динамічного гасіння вібрацій у розімкненій системі керування частотою налаштування КДВГ. У ній враховано взаємодію електромагнітних, електромеханічних та механічних процесів, а також особливості обробки сигналів акселерометрів із використанням мікропроцесорної реалізації алгоритму дискретного перетворення Фур'є. У подальшому модель планується використовувати для визначення регулювальної характеристики КДВГ, яка буде застосована у частотному каналі керування, а також для дослідження роботи замкненої системи керування частотою налаштування віброгасника.

Список використаних джерел

1. Черно, О.О. (2007). Система автоматичного керування електромагнітними динамічними віброгасниками. *Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Харків. 20 с.* Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2001. – 480 с.: ил.
2. Кореневський, Д.Л. (2007). Підвищення ефективності віброзахисних систем суднових енергетичних установок. *Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Миколаїв. 24 с.*
3. Prashant, K.T., Gangadharan, K.V. (2012). Coil based electromagnetic semi-active vibration control for flexible structures. *Annals of Faculty Engineering Hunedoara – International Journal of Engineering Tome X, Vol. 2, pp. 185 – 190.*
4. Zhao, J., Liu, P., Leng, D., Zhan, H., Luan, G., Ning, D., Yu, J. (2023). Prescribed Performance Control-Based Semi-Active Vibration Controller for Seat Suspension Equipped with an Electromagnetic Damper. *Vibration, Vol. 6, pp. 303 – 318.*
5. Xu, J., Yang, X., Li, W., Zheng, J., Wang, Y., Fan, M. (2020). Research on semi-active vibration isolation system based on electromagnetic spring. *Mechanics & Industry, Vol. 21, 12 p.*
6. Diveyev, B. (2018). Semi-active vibration absorbers for the high-rise objects. *Ukrainian journal of mechanical engineering and materials science, no. 4, pp. 74 – 104.*
7. Mohamed, K.S., Amri, F., Elboraey, M., Nordin, N.H.D., Muthalif, A.G.A. (2022). Adaptive Electromagnetic Vibration Absorber for a Multimode Structure. *Strojnicki vestnik - Journal of Mechanical Engineering, Vol. 68(3), pp. 191 – 199.* DOI: <https://doi.org/10.5545/sv-jme.2021.7458>
8. Patil, P.P., Gawade, S.S. (2020). Design and development of electromagnetic vibration absorber. *International Journal of Engineering Applied Sciences and Technology, Vol. 5, pp. 318 – 323.*
9. Xiang, B., Wong, W. (2020). Electromagnetic Vibration Absorber for Torsional Vibration in High Speed Rotational Machine. *Mechanical Systems and Signal Processing (MSSP), Vol. 140, 25 p.*
10. Dal Bo, L., Turco, E., Gardonio, P. (2020). Vibration control with electromagnetic and piezoelectric time-varying vibration absorbers: a comparative experimental study. *pp. 3097 – 3112.*
11. Гуров, А.П., Черно, О.О. (2006). Керування демпфуванням динамічних віброгасників з великою амплітудою коливань. *Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні, Вип. 40, с. 75 – 83.*
12. Шарейко, Д.Ю. (2002). Синтез віброзахисних систем суднових енергетичних установок з керованими динамічними віброгасниками. *Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Миколаїв. 20 с.*
13. Liu, X., Feng, X., Shi, Y., Wang, Y., Shuai, Z. (2013). Development of a Semi-Active Electromagnetic Vibration Absorber and Its Experimental Study. *Journal of Vibration and Acoustics, Vol. 135, 9 p.*
14. Черно, О.О. (2020). Енергоефективні керовані електромагнітні приводи вібраційного обладнання. Теорія і практика. *Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Кременчук. 36 с.*

УДК 681.5

Тимченко А.С., Федоров А.Д., Білюк І.С., к.т.н., доц., Савченко О.В., старший викладач, Васильєв О.Г., к.т.н., доц., Фоменко А.М., старший викладач, доц.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПОДАЧ БАГАТОЦІЛЬОВОГО ВЕРСТАТА

Дана робота присвячена розробці робота-маніпулятора Arduino з мобільним застосунком Android для керування.

Сучасні верстати являють собою високотехнологічне обладнання, здатне забезпечувати обробку деталей із точністю до мікрметрів. До цієї категорії належать як потужні машини для роботи з великогабаритними заготовками довжиною у десятки метрів, так і установки, що застосовують фізико-хімічні методи обробки. Окрему групу становлять автоматизовані верстати з програмним керуванням, призначені для виготовлення складних за формою деталей. Багатофункціональні верстати використовуються для виконання широкого спектра операцій, зокрема свердління, розсвердлювання, зенкерування, розгортання отворів, нарізання різьби, розточування, фрезерування та інших технологічних процесів. Подальший розвиток верстатобудування має бути спрямований на збільшення швидкості як основних, так і допоміжних рухів із одночасним підвищенням потужності приводів головного руху та подачі. Досягнення цих параметрів і становить ключову мету цієї роботи.

Верстат 2623МФ4 призначений для свердління, зенкерування, розгортання, розточування отворів в корпусних деталях, фрезерування по контуру, нарізування різьблень мітчиками в умовах серійного виробництва. Крім автоматичної зміни інструментів верстат має автоматичну зміну столів-супутників. Ємність магазину – 30 інструментів [1].

Система ЧПК – комбінована з лінійною і круговою інтерполяцією. Число керованих координат – 8, з них одночасно 3/2. Введення програми з перфострічки (код. ISO, EUA) або від ЕОМ; зчитування з перфострічки – фотоелектричне, відпрацьовуються автоматичні цикли по ISO. Деякі з пристроїв ЧПК, що працюють з верстатом, мають діагностику несправностей механічних, електричних, електронних і гідравлічних систем верстата.

У приводі подач використовується високомоментний двигун з постійними магнітами типу ПБСТ. Двигун ПБСТ призначений для роботи з діапазоном регулювання від 1:2000 (для верстатобудування) в широко регульованих електроприводах. ПБСТ виготовляються із незалежним збудженням, без стабілізуючої та послідовної обмотки. Стійка робота двигуна постійного струму забезпечується схемою керування електропривода. Дані двигуни допускають роботу із малими частотами обертання (0,5 – 1,5 об/хв) при номінальному збудженні і моменті, який не перевищує номінального. Граничні відхилення частоти обертання від номінальної при номінальному навантаженні, номінальній напрузі на якорі і обмотці збудження при встановленому тепловому режимі не повинно перевищувати +15%, –5%.

У верстаті використовується тиристорний перетворювач серії ЕПУ1М - це уніфікований тиристорний електропривод, призначений для управління двигунами постійного струму в промислових установках, насамперед металообробних верстатах. Він є реверсивним тиристорним перетворювачем, який перетворює змінну трифазну напругу в регульоване постійне. Це дозволяє плавно змінювати швидкість обертання двигуна, забезпечувати пуск, гальмування та реверс. Електропривод ЕПУ1М застосовується для приводів подачі та головного руху, де потрібне точне регулювання швидкості та стабільна робота під навантаженням. Він підтримує широкий діапазон регулювання, має достатню перевантажувальну здатність і забезпечує стійку роботу в різних режимах[2].

Основні переваги:

- плавне та точне регулювання швидкості;
- можливість реверсу;
- висока надійність та ремонтпридатність;
- сумісність із двигунами постійного струму.

В системі використано силовий трансформатор серії ТСН-16/0,7 [5], який має номінальну потужність 7.3 кВА.

Після розрахунку параметрів системи керування, були отримані дані, які зведено в таблиці 1.

Таблиця 1 – Параметри системи керування

$T_{рс}$	$K_{рс}$	$T_{с}$	T_{μ}	$K_{рш}$	$K_{рш1}$	$T_{рш1}$	$K_{ззш}$	$T_{\mu ш}$	$T_{тп}$	$k_{тп}$
0,0066	0.41	0.0027	0.004	37.7	38	0.00095	0.025	0.009	0.0033	43.18

Побудуємо модель системи керування електроприводом верстату у модулі Simulink програмного пакету Matlab на основі розрахованої математичної моделі ПІ – регулятор та фільтр показана на рис. 1, а перехідний процес за кутовою швидкістю на рисунку 2[3].

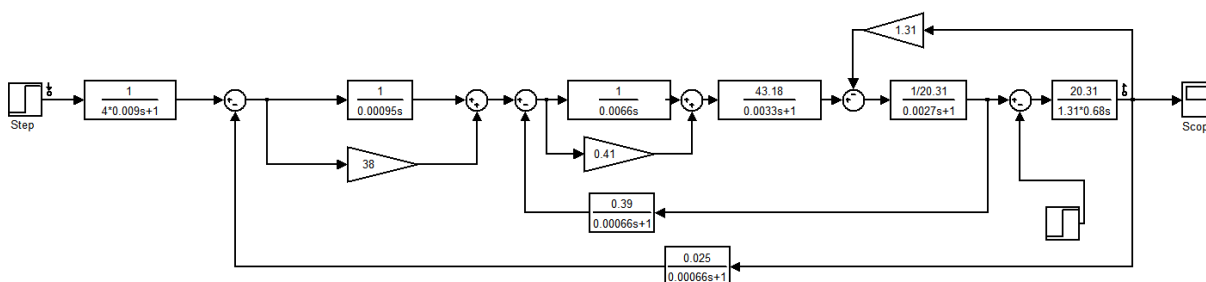


Рисунок 1 – Розрахункова схема системи керування

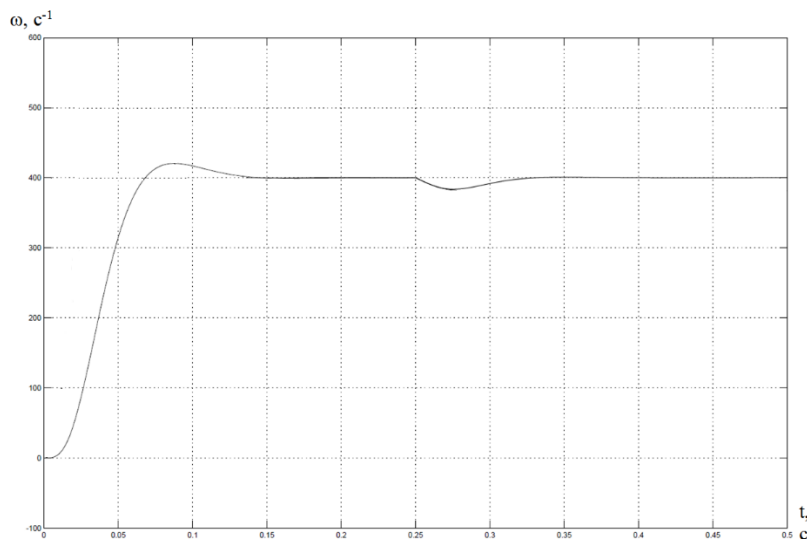


Рисунок 2 – Перехідний процес системи

Таким чином система з ПІ-регулятором і фільтром статичної помилки не має, час перехідного процесу $t_p = 0,0915$ с, перерегулювання $\sigma = 5.11\%$.

Висновок

Метою роботи був аналіз роботи привода подачі багатопільового верстата, де були виконані наступні кроки:

- обрано верстат та визначені його технічні параметри.
- виявлений склад електрообладнання верстата.
- побудована математична модель роботи системи керування та обчислені її параметри.
- за отриманими даними побудована структурна схема математичної моделі і проведено моделювання.

Результати дослідження показують, що ПІ-регулятор із фільтром на вході системи усуває усталену помилку керування і має найкращі якісні показники керування: час перехідного процесу $t_p = 0,0915$ с та перерегулювання $\sigma = 5.11\%$.

Список використаних джерел

1. Stankocentr. (n.d.). *Горизонтально-розточувальний верстат 2623МФ4*. Retrieved April 26, 2026, from <https://stankocentr.com.ua/>
2. Mashprom. (n.d.). *Електроприводи серії ЕПУ1М: технічний опис та інструкція з експлуатації*. Retrieved April 26, 2026, from https://www.mashprom.com.ua/wp-content/uploads/2013/07/epu-1m_main.pdf
3. Savchenko, O. V., Shareyko, D. Y., Biliuk, I. S., & Mardziavko, V. A. (2025). Оптимізація систем автоматичного керування електроприводом постійного струму із використанням нелінійних коригувальних пристроїв. *Electrical Engineering and Power Engineering*, (4), 21-30.

ЗМІСТ

ПЛЕНАРНА СЕКЦІЯ	3
Махнов А.О., Вінниченко І.Л., Обрубов А.В. Методи керування резонансним перетворювачем для системи електроживлення суден на електричній тязі.....	3
Єгоров О.П. Розробка алгоритму оптимального за швидкістю керування триланковим зварювальним маніпулятором	7
Дьяконов О.С. Навчально-дослідницький стенд з сонячної енергетики.....	11
Баришник Ю.М., Новогрецький С.М. Динаміка обмінних коливань активної потужності між синхронними генераторами при несправностях ДВЗ та АРШ	16
Онугрієв Ю.І., Черно О.О. Математичне та імітаційне моделювання динамічних процесів у двомасового гвинтовому вібраційному підйомнику з керованим електромагнітним приводом	19
СЕКЦІЯ 1. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ. ІМПУЛЬСНІ ПРОЦЕСИ І ТЕХНОЛОГІЇ	22
Гунько В.І., Танасова О.Д., Фещук Т.А. Оцінка можливості зниження масогабаритних характеристик існуючих занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів	22
Гунько В.І., Танасова О.Д., Перекупка І.А. Аналіз існуючих конструкцій занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів і визначення шляхів підвищення їх енергоємності	25
Буряк В.С., Мельнікова І.О., Черкасов А.О. Генератор синусоїди частоти на основі ланки Віна	28
Ясенко Д.А., Дьяконов О.С. Дослідження характеристик датчиків температури DS18B20	33
Косоріженко І.С., Жук О.К. Удосконалений безконтактний цифровий показник довжини витравленого якірного ланцюга	37
Козлов М.О. Вимірювання струму за допомогою друкованої котушки Роговського.....	40
Прищепов Є.О. Рефлектометричний вимірювальний перетворювач температури	43
СЕКЦІЯ 2. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ КОМПЛЕКСИ, ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ І АПАРАТИ	46
Волянський Ю.С., Мицик А.І., Волянська Я.Б. Оцінка ефективності та управління потоками потужності децентралізованих сонячних електростанцій в умовах технічних обмежень	46
Рачинський А.В., Білюк І.С., Козлов А.Ю. Дослідження експлуатаційних характеристик хвильової електростанції	47
Льовкін В.С., Білюк І.С., Іванов А.В. Аналіз ефективності перетворювачів енергії морських хвиль в умовах Чорного та Азовського морів	49
Александровський С.Ю., Бандура С.І., Чекунов В.К. Побудова і дослідження системи захисту суднового синхронного генератора	51
Хабуденко А.Д., Костюченко В.І. Особливості функціонування електроенергетичного комплексу контейнерного судна MSC SHRISTI	55
Козлов М.О., Єременко А.П., Жук Д.О. Моделювання впливу електричного пропульсивного комплексу на суднову мережу.....	59
Обрубов А.В., Обрубов В.А. Передавальна функція резонансного інвертору на основі єдино-імпульсної моделі	64
СЕКЦІЯ 3. АВТОМАТИКА, ІНФОРМАЦІЙНО-КЕРУЮЧІ СИСТЕМИ І ПРИСТРОЇ	70
Гайдай Г.Ю., Грешнов А.Ю. Алгоритмічна реалізація системи віддаленого навчання	70
Гайдай Г.Ю., Івженко О.В. Комп'ютерна система управління інформаційними потоками к навчальному процесі	72
Демідов І.А. Інтеграція схоластичних параметрів руху МРО в оптичну систему прийняття рішень для адаптивного керування	75
Амірханов А.Р., Лещенко О.О., Ушкаренко О.О. Компетентісно-орієнтований підхід до навчання програмування в галузі телекомунікацій на основі моделювання	78
Стогнієнко Є.В. Дослідження нейро-нечіткого-ПІД регулятора для керування джерелом живлення плазмового різання	81
Черкасов А.О., Дьяконов О.С. Реалізація кінцевого автомату на мові релейних діаграм (LD).....	86
Грудініна Г.С. Напрямки удосконалення систем автоматичного керування автономними морськими рухомими об'єктами в умовах зовнішніх збурень	91
Волошин А.Ю. Підвищення ефективності керування технічними засобами	93
Стогнієнко Є.В., Маслик В.С. Порівняльний аналіз лінійних та нечітких регуляторів для джерела живлення плазмового різання	94
СЕКЦІЯ 4. АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД	99
Войтасик А.М., Козлов М.О., Жук Д.О. Розробка гібридного безпілотного підводного апарата проекту «UXV»	99
Білюк І.С., Савченко О.В., Козлов А.Ю., Іванов А.В., Чубчик С.С. Керований електропривод для системи водопостачання	102
Білюк І.С., Савченко О.В., Васильєв О.Г., Фоменко А.М., Чубчик М.С. Автоматизований електропривод транспортера стружки восьмишпindelного токарного автомата	104
Джангіров М.В., Черно О.О. Моделювання віброустановки з керованим електро-магнітним приводом при ущільненні бетонної суміші	106
Серго І.С., Черно О.О. Моделювання керованого за частотою електромагнітного динамічного віброгасника	107
Тимченко А.С., Федоров А.Д., Білюк І.С., Савченко О.В. Система керування електропривода подач багатоцільового верстата	109

Наукове видання

СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ СПАЕ-2026

ВСЕУКРАЇНСЬКА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ

29-30 квітня 2026 року

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

МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ

(українською та англійською мовами)

Відповідальний за випуск:

О.О. Пальчиков

Комп'ютерна верстка:

О.О. Пальчиков

Видавець Національний університет кораблебудування

імені адмірала Макарова

проспект Героїв України, 9, м. Миколаїв, 54007

E-mail: publishing@nuos.edu.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2506 від 25.05.2006 р.