

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ  
імені адмірала Макарова

**СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ  
СПАЕ-2024**

ВСЕУКРАЇНСЬКА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ

**25 квітня 2024 року**

Національний університет кораблебудування  
імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики і електротехніки  
пр. Центральний, 3, м. Миколаїв

**МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ**

Миколаїв • НУК • 2024

УДК 681.5:621.3  
С 89

**Матеріали публікуються за оригіналами, наданими авторами.  
Претензії до організаторів не приймаються.  
Відповідальний за випуск А.В. Обрубов**

Сучасні проблеми автоматики та електротехніки: матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції. – Миколаїв: НУК, 2024. – 68 с.

У збірці представлені матеріали доповідей на всеукраїнській НТК "Сучасні проблеми автоматики та електротехніки" СПАЕ-2024. Розглянуто питання теорії, практики та розвитку електроенергетичних систем, електричних та електронних пристроїв суднового та загальнопромислового обладнання. Збірник може бути корисним для наукових співробітників, викладачів, інженерів та студентів.

**ОРГАНІЗАТОРИ:**

Міністерство освіти і науки України  
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

© Національний університет кораблебудування  
імені адмірала Макарова, 2024

## ПЛЕНАРНА СЕКЦІЯ

УДК 681.314

Обрубов А. В., д.т.н., доцент, Павлов Г. В., д.т.н., професор, Вінниченко І. Л., к.т.н., доцент  
Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв

### ОСОБЛИВОСТІ ВИЗНАЧЕННЯ ПЕРЕДАВАЛЬНИХ ФУНКЦІЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗА ОБВДІНОЮ

Високочастотні перетворювачі електроенергії можна розглядати як передатні ланки, що з певними динамічними і статичними показниками передають вхідну напругу живлення у вихідні величини: напругу або струм навантаження [1]. В більшості випадків, наприклад, для стабілізованих перетворювачів електроенергії, вплив змін напруги живлення на вихідні величини є небажаним і його намагаються зменшити, але повністю позбутися цього впливу неможливо [2-5]. Тому доцільно розробити математичну і на її основі динамічну моделі перетворювача, які дадуть змогу описати його у вигляді передатної ланки з входом по напрузі живлення і виходом по напрузі навантаження.

Особливістю високочастотних перетворювачів є генерація внутрішніх високочастотних коливань, параметри яких залежать від вхідних величин і впливають на вихідні величини. В аналоговій схемотехніці є теж подібні пристрої – так звані МДМ-підсилювачі (від слів модуляція-демодуляція) з перетворенням вхідного сигналу у високочастотні коливання, а потім навпаки, перетворенням високочастотних коливань в низькочастотний сигнал. Низькочастотні вхідні і вихідні величини можна розглядати як обвідні функції. Тоді динамічна модель системи може пов'язувати обвідні функції внутрішніх коливальних процесів без явного опису внутрішніх коливань несучих. Даний підхід, який застосовується для радіосхем, представляється зручним і для створення математичних та динамічних моделей перетворювачів електроенергії резонансного типу, оскільки резонансні перетворювачі є найбільш подібними до радіосхем з точки зору використання явища резонансу в електричних колах.

**Метою роботи** є математичний опис резонансних перетворювачів (РП) як динамічних передатних ланок для проектування систем електроживлення.

Ідея створення динамічної моделі полягає в приведенні схеми заміщення РП до сполучення пасивної лінійної частини з підключеними до неї еквівалентними генераторами, що заміщують інвертор і випрямляч. В такому разі функції напруг або струмів еквівалентних генераторів згідно з методом суперпозиції можливо розкласти на елементарні складові, а схему заміщення представити накладенням схем з одним еквівалентним генератором кожна. Силова схема РП в подальшому розглядається як LLC-резонансний перетворювач [6-8] зі складним резонансним ланцюгом. В силовій схемі зарядного пристрою постійного струму (DC-DC) резонансного типу на рис.1 можна виділити два транзисторних мости, складне резонансне коло з трансформатором (CLLC Resonant Tank), вхідну і вихідну фільтруючі ємності.

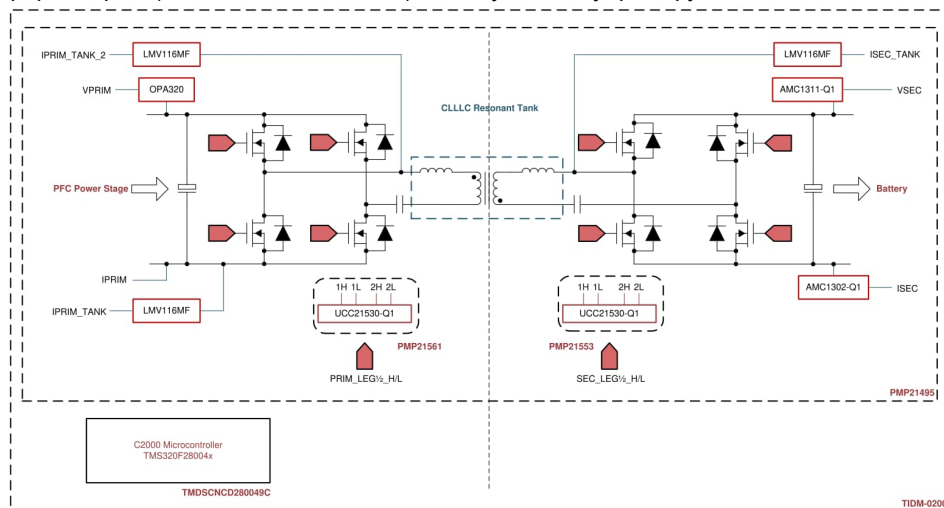


Рисунок 1 – Принципова схема зарядного резонансного перетворювача потужністю 6.6 кВт від Texas Instruments (Design Guide: TIDM-02002)

Енергія передається зліва направо від первинного джерела живлення через коректор коефіцієнту потужності (PFC Power Stage) до акумуляторної батареї (Battery). Але схема дозволяє при відповідному керуванні передавати енергію і в зворотному напрямку від батареї до первинного джерела живлення. Тоді первинне джерело повинно бути здатним приймати енергію.

Силова частина РП на рис.1 може бути представлена у вигляді T-подібної схеми на рис.2,а, яка розкладається на дві схеми з одним еквівалентним джерелом кожна на рис.2,б,в. Відповідно струми  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$

і внутрішня напруга  $u_3$  кола теж розкладаються на складові  $i_1 = i_{11} + i_{12}$ ,  $i_2 = i_{21} + i_{22}$ ,  $i_3 = i_{31} + i_{32}$ ,  $u_3 = u_{31} + u_{32}$ , які викликані незалежно один від одного кожним еквівалентним джерелом  $u_1$  та  $u_2$ .

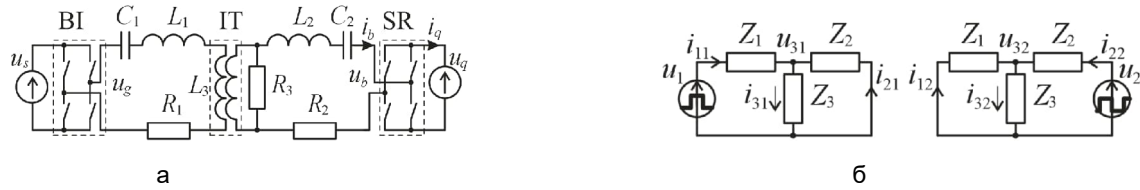


Рисунок 2 – Схема заміщення резонансного перетворювача (а), дві складові Т-подібної схеми заміщення

Схема заміщення РП на рис.1 описується системою рівнянь в операторній формі для нульових початкових умов  $\mathbf{I} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{U}$ , (1)

де позначено:  $\mathbf{I} = [i_1 \ i_2 \ i_3]^T$ ,  $\mathbf{U} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  – вектори струмів і вхідних напруг багатополюсника;

$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 \\ Y_{31} & Y_{32} & 0 \end{bmatrix}$  – матриця провідностей багатополюсника, де знаки мінус відповідають зустрічним

напрямам струмів  $i_{12}$  і  $i_{21}$  по відношенню до напруг  $u_2$  і  $u_1$ ),  $T$  – символ транспонування,

$$Y_{11} = \frac{i_{11}}{u_1} = \frac{1}{Z_1 + Z_{23}}, \quad Y_{12} = \frac{i_{12}}{u_2} = \frac{Z_{13}/Z_1}{Z_2 + Z_{13}}, \quad Y_{21} = \frac{i_{21}}{u_1} = \frac{Z_{23}/Z_2}{Z_1 + Z_{23}}, \quad Y_{22} = \frac{i_{22}}{u_2} = \frac{1}{Z_2 + Z_{13}}, \quad Y_{31} = \frac{i_{31}}{u_1} = \frac{Z_{23}/Z_3}{Z_1 + Z_{23}},$$

$Y_{32} = \frac{i_{32}}{u_2} = \frac{Z_{13}/Z_3}{Z_2 + Z_{13}}$  – часткові операторні провідності багатополюсника, які є передатними функціями для

струмів і напруг багатополюсника, де напруги еквівалентних джерел – вхідні величини, струми – вихідні величини,  $Z_{13} = Z_1 \cdot Z_3 / (Z_1 + Z_3)$ ,  $Z_{23} = Z_2 \cdot Z_3 / (Z_2 + Z_3)$ . Всі величини в (1)  $i$ ,  $u$ ,  $Y$ ,  $Z$  є функціями від оператора Лапласа  $s = o + j \cdot \omega$ , де  $o$  – коефіцієнт згасання,  $j = \sqrt{-1}$  – уявна одиниця,  $\omega$  – кутова частота, рад/с. Проміжна напруга має вираз  $u_3 = i_3 \cdot Z_3$ .

В цій роботі представлена дискретна динамічна модель (ДДМ) РП, що описує поточні значення процесів з постійним періодом дискретності  $T$ . Тому припущенням щодо даної ДДМ є постійність робочої частоти РП. Кратність робочого циклу РП і періоду дискретності ДДМ  $N_q = T_g / T$  для двотактного РП з симетричним режимом роботи інвертору прийнята рівною 2, що підходить для опису обвідних коливань.

З точки зору динаміки РП в цілому розглядається як передатна ланка для обвідних коливань без явного опису внутрішніх коливань силової схеми. Передатна функція для обвідних згідно визначення в [9, 10] матиме наступний вигляд в неперервній або в дискретній формі

$$\tilde{H}(s) = u_q(s)/u_s(s) = \mathcal{L}(\tilde{g}'_2(t)), \quad \tilde{H}(z) = u_q(z)/u_s(z) = \mathcal{Z}(\tilde{g}'_2(t)) \quad (2)$$

де символ “ $\mathcal{L}$ ” є символом неперервного, а символ “ $\mathcal{Z}$ ” – символом дискретного перетворення по Лапласу,  $\tilde{g}'_2(t)$  – перехідна функція системи для обвідних, або обвідна вихідних коливань з несучою частотою  $\tilde{h}_2(t) = \tilde{g}'_2(t)$  під час перехідного процесу при подачі на вхід РП одиничної ступінчастої функції  $u_s = \mathbf{1}(t)$ .

Визначення передатної функції РП для обвідної по ДДМ для поточних величин і  $N_q = 2$ , побудованій у формі простору станів, досягається заміною знаку перехідної матриці  $\Phi$  для одного періоду дискретності, що рівносильне періодичній зміні знаку вихідного струму багатополюсника внаслідок випрямлення, тобто множення на  $(-1)^k$  в кожному періоді дискретності, де  $k = 1 + \text{floor}(t/T)$  – номер періоду. Згідно з [11] системна матриця ДДМ може бути визначена як перехідна матриця еквівалентної неперервної моделі за один період дискретності, як в загальному випадку показано далі.

Припустимо, що відома передатна функція неперервної динамічної моделі  $n$ -го порядку для вхідної  $u(s)$  і вихідної  $y(s)$  величин у вигляді відношення поліномів з постійними коефіцієнтами

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{\sum_{k=0}^n b_{n-k} \cdot s^k}{\sum_{k=0}^n a_{n-k} \cdot s^k} = \frac{b_0 s^n + b_1 \cdot s^{n-1} + \dots + b_n}{a_0 s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_n}, \quad (3)$$

якому відповідає диференційне рівняння динаміки в операторній формі  $(a_0 \cdot s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_n) \cdot y(s) = (b_0 \cdot s^n + b_1 \cdot s^{n-1} + \dots + b_n) \cdot u(s)$  і диференційне рівняння в часовому просторі оригіналів

$$a_0 \cdot y^{(n)}(t) = -(a_1 \cdot y^{(n-1)}(t) + \dots + a_n) + b_0 \cdot u^{(n)}(t) + b_1 \cdot u^{(n-1)}(t) + \dots + b_n. \quad (4)$$

Тоді рівняння (4) можна привести до нормальної форми [12], яка відповідатиме загальній структурній схемі неперервної динамічної моделі на основі інтегральних ланок на рис.3.

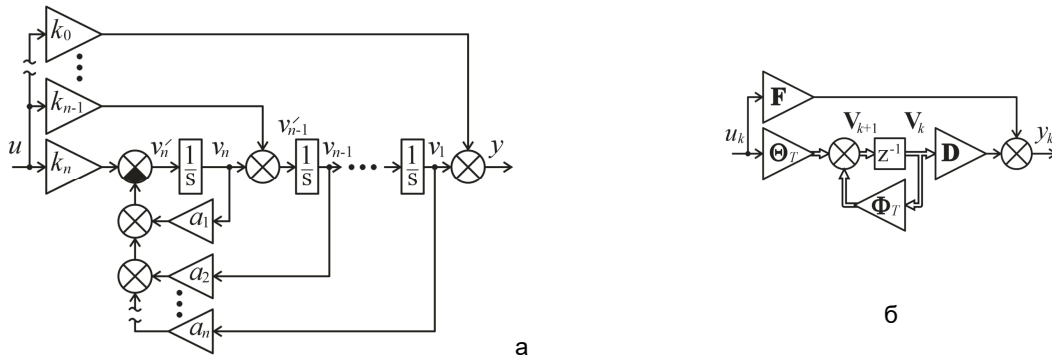


Рисунок 3 – Загальна структура неперервної динамічної моделі  $n$ -го порядку (а), структура дискретної динамічної моделі  $n$ -го порядку (б)

Коефіцієнти  $a_i$  в знаменнику передатної функції (7) є коефіцієнтами зворотних зв'язків. Чисельник (7) і права частина (8) з коефіцієнтами  $b_i$  відповідають послідовному диференціюванню вхідної величини, але в структурі динамічної моделі відсутнє диференціювання в явному виді. Для приведення рівняння (4) до рівняння без похідних вхідної величини треба записати вирази з проміжними змінними стану  $v_i(t)$  :

$$y(t) = v_1(t) + k_0 \cdot u(t); v_1'(t) = v_2(t) + k_1 \cdot u(t); v_2'(t) = v_3(t) + k_2 \cdot u(t); v_3'(t) = v_4(t) + k_3 \cdot u(t); v_n'(t) = -(a_1 \cdot v_n(t) + a_2 \cdot v_{n-1}(t) + \dots + a_n \cdot v_1(t)) + k_n \cdot u(t). \quad (5)$$

Перше рівняння в (5) встановлює взаємозв'язок між входом і виходом моделі, а інші рівняння (5) представляють собою систему рівнянь відповідно до передатної функції (3) в нормальній формі. Виражаючи послідовно похідні вихідної величини згідно (5)

$$y'(t) = v_2(t) + k_1 \cdot u(t) + k_0 \cdot u'(t), \quad y''(t) = v_2'(t) + k_1 \cdot u'(t) + k_0 \cdot u''(t),$$

$y^{(n)}(t) = v_n'(t) + k_{n-1} \cdot u^{(n-1)}(t) + \dots + k_0 \cdot u^{(n)}(t)$ , можна прийти до рівняння відносно внутрішніх змінних, аналогічного (4)

$$y^{(n)}(t) = -(a_1 \cdot v_n(t) + a_2 \cdot v_{n-1}(t) + \dots + a_n \cdot v_1(t)) + k_n \cdot u(t) + k_{n-1} \cdot u'(t) + \dots + k_0 \cdot u^{(n)}(t), \quad (6)$$

де внутрішні змінні згідно (5) виражаються через вхідні і вихідні величини:

$$v_1(t) = y(t) - k_0 \cdot u(t); v_2(t) = y'(t) - k_0 \cdot u'(t) - k_1 \cdot u(t); v_n(t) = y^{(n-1)}(t) - k_0 \cdot u^{(n-1)}(t) - \dots - k_{n-1} \cdot u(t). \quad (7)$$

Підстановка (7) в (6) дасть рівняння, порівнявши яке з (4), можна визначити коефіцієнти  $b_0 - b_n$  через коефіцієнти  $a_1 - a_n$  і  $k_0 - k_n$ . Тоді вхідні коефіцієнти структури на рис.3 матимуть наступні вирази:

$$k_0 = b_0; k_1 = b_1 - a_1 \cdot k_0; k_2 = b_2 - a_1 \cdot k_1 - a_2 \cdot k_0; \dots k_n = b_n - a_1 \cdot k_{n-1} - \dots - a_n \cdot k_0. \quad (8)$$

Перехідна матриця системи може бути визначена з рівнянь динаміки для миттєвих величин (5), записаних в матричній формі простору станів

$$\mathbf{V}'(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{V}(t) + \mathbf{K} \cdot u(t), \quad \mathbf{Y}(t) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(t) + \mathbf{F} \cdot u(t), \quad (9)$$

де матричні величини матимуть вигляд:  $\mathbf{V}(t) = [v_1(t) \dots v_{n-2}(t) \ v_{n-1}(t) \ v_n(t)]^T$  і  $\mathbf{Y}(t) = y(t)$  – вектор стану і вихідна величина;  $u(t)$  – вхідна величина;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix} - \text{матриця системи}; \quad \mathbf{K} = [k_1 \ \dots \ k_{n-2} \ k_{n-1} \ k_n]^T - \text{вектор вхідних}$$

коефіцієнтів;  $\mathbf{D} = [1 \ \dots \ 0 \ 0 \ 0]$  – вектор виходу для змінної стану  $v_1(t)$ ;  $\mathbf{F} = k_0$  – коефіцієнт прямого зв'язку вхід-вихід.

Розв'язання рівнянь (9) доцільно вести в операторній формі

$$s \cdot \mathbf{V}(s) - \mathbf{V}(0) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{V}(s) + \mathbf{K} \cdot u(s), \quad y(s) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(s) + \mathbf{F} \cdot u(s), \quad (10)$$

відкіля розв'язок (10) в операторній формі має вигляд

$$\mathbf{V}(s) = \Phi(s) \cdot \mathbf{K} \cdot u(s) + \Phi(s) \cdot \mathbf{V}(0), \quad (11)$$

де  $\Phi(s) = (s \cdot \mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1}$  – зображення перехідної (фундаментальної) матриці системи,  $\mathbf{1}$  – одинична матриця. Розв'язок (9) в формі оригіналу

$$\mathbf{V}(t) = \int_0^t \Phi(t - \tau) \cdot \mathbf{K} \cdot u(\tau) d\tau + \Phi(t) \cdot \mathbf{V}(0) \quad (12)$$

містить фундаментальну матрицю  $\Phi(t) = e^{\mathbf{A} \cdot t} = \mathbf{I} + \mathbf{A} \cdot t + \frac{(\mathbf{A} \cdot t)^2}{2!} + \frac{(\mathbf{A} \cdot t)^3}{3!} + \dots$ , де  $\tau$  – змінна інтегрування.

Для врахування фазового зсуву між комутаційними циклами інвертору та випрямляча доцільно ввести деяку фіктивну часову затримку  $\Delta t = \sigma \cdot T$  неперервної вхідної величин відносно до періоду дискретності. Тоді вихідна функція  $y(t - \Delta t)$  буде зміщеною вправо в часі на  $\Delta t$ , що буде еквівалентно зміщенню вліво моментів дискретизації випрямляча, які слідує з періодом  $T$ . З врахуванням затримки вхідної величини (12) прийме вид

$$\mathbf{V}(t) = \int_0^{t-\Delta t} \Phi(t - \tau) \cdot \mathbf{K} \cdot u(\tau - \Delta t) d\tau + \Phi(t) \cdot \mathbf{V}(0) = \int_{-\Delta t}^{t-\Delta t} \Phi(t - \Delta t - \tau) \cdot \mathbf{K} \cdot u(\tau) d\tau + \Phi(t) \cdot \mathbf{V}(0).$$

Зображення перехідної матриці для  $n=4$  в операторній формі матиме розгорнутий вигляд

$$\frac{\Phi(s)}{p_{40}(s)} = \begin{bmatrix} p_{30}(s) & p_{20}(s) & p_{10}(s) & 1 \\ -a_4 & p_{31}(s) & p_{21}(s) & s \\ -a_4 \cdot s & -r_{34}(s) & p_{32}(s) & s^2 \\ -a_4 \cdot s^2 & -r_{34}(s) \cdot s & -r_{24}(s) & s^3 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

де поліноми  $p_{ij}(s)$  та  $r_{in}(s)$  для позитивних індексів коефіцієнтів  $i$  ступенів  $s$ :  $p_{ij}(s) = s^i + a_1 \cdot s^{i-1} + \dots + a_{i-j} \cdot s^j$  для  $j < i$ ;  $p_{ij}(s) = s^i$  для  $j = i$ ;  $r_{in}(s) = a_i \cdot s^{n-i} + a_{i+1} \cdot s^{n-i-1} + \dots + a_n$  для  $i < n$ ;  $r_{in}(s) = a_n$  для  $i = n$ ;  $a_0 = 1$ ;  $p_{n0}(s) = r_{0n}(s) = s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_n$ ,  $p_{00}(s) = r_{00}(s) = 1$ .

Підстановка (11) у (10) при  $\mathbf{V}(0) = 0$  дає матричний вираз передатної функції  $H(s) = y(s)/u(s) = \mathbf{D} \cdot \Phi(s) \cdot \mathbf{K} + k_0$ , який після підстановки виразів коефіцієнтів (8), матричних величин в (9) та зображення перехідної матриці (13) і подальших спрощень набуває виду передатної функції (3), що підтверджує правильність аналітичних викладок.

Перехідна матриця  $\Phi(t) = e^{\mathbf{A} \cdot t}$  аналогічно до матриці  $\mathbf{A}$  в неперервній моделі при  $t = T$  є матрицею коефіцієнтів зворотних зв'язків ДДМ на рис.3,б, яка визначена на основі коефіцієнтів знаменника передатної функції (3). Структурі ДДМ на рис.3,б відповідає система дискретних рівнянь (14), в якій  $k$  є номером чергового періоду дискретності довжиною  $T$

$$\mathbf{V}(k+1) = \Phi_T \cdot \mathbf{V}(k) + \Theta_T \cdot u(k), \quad y(k) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(k) + \mathbf{F} \cdot u(k). \quad (14)$$

Із даної системи рівнянь в операторній формі (15)

$$z \cdot (\mathbf{V}(z) - \mathbf{V}(0)) = \Phi_T \cdot \mathbf{V}(z) + \Theta_T \cdot u(z), \quad y(z) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(z) + \mathbf{F} \cdot u(z), \quad (15)$$

слідуює дискретна передатна функція LPN схеми заміщення РП для поточних значень величин

$$H(z) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} - \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_T + \mathbf{F}. \quad (16)$$

Демодуляція коливань на виході багатополієсника РП на рис.1 і рис.2 при випрямленні може бути представлена як зміна знаку вихідного струму кожен наступний період дискретності, тобто множенням вихідної величини на  $(-1)^k$ , де  $k$  – номер періоду. В передатній функції (20) складовою вихідної величини згідно (5) і (9) є перша змінна стану  $y(k) = v_1(k)$  для  $k_0 = b_0 = 0$ . З врахуванням демодуляції коливань (випрямлення) дискретна передатна функція РП для обвідної матиме вигляд для  $k_0 = b_0 = 0$  в (8)

$$\tilde{H}(z) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} + \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_T + \mathbf{F}, \quad (17)$$

де  $u(z) = \mathfrak{Z}[u(t - \sigma \cdot T)]$  – зображення вхідної величини  $u$  з затримкою,  $\Phi_T$  – перехідна матриця для  $t = T$ ,  $\Theta_T = \int_0^{\gamma \cdot T} \Phi(T - \tau) \cdot \mathbf{K} d\tau$  – матриця зважування прямокутних імпульсів інвертору з відносною шириною  $\gamma$ ,  $\mathbf{F} = k_0$  – коефіцієнт прямого зв'язку вхід-вихід.

Як показала практика, чисельні розрахунки перехідної матриці для моделей порядку  $n > 2$  можуть викликати деякі труднощі, пов'язані з визначенням функцій-оригіналів в (11) або підрахунку суми ряду в (12). Оригінали зображень елементів перехідної матриці (див. 13) при високих порядках матимуть громіздкі вирази і тому доцільним буде пошук наближених функцій, або апроксимація ланками 1-го чи 2-го порядків. Конечна сума ряду в (12) для задовільного наближення потребуватиме десятків складових і може розходитися з причини накопичення помилок.

Передатна функція (17) для незміщеної вхідної величини  $u(z) = \mathcal{Z}[u(t)]$  з врахуванням зсуву моментів дискретизації на  $\Delta t = \sigma \cdot T$  відносно  $t=0$  в рівняннях (4) та (12) може бути записана для  $k_0 = b_0 = 0$   $\tilde{H}(z, \sigma) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} + \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_{T, \sigma}$ , де  $\Theta_{T, \sigma} = \int_{-\sigma T}^{\gamma(T-\sigma)} \Phi(T - \sigma \cdot T - \tau) \cdot \mathbf{K} d\tau$ . Отже, якщо  $k_0 = b_0 \neq 0$ , або є труднощі з розрахунком перехідної матриці, дискретну передатну функцію еквівалентної ДДМ РП доцільно знайти безпосередньо за передатною функцією (3) неперервної динамічної моделі методами, наведеними в [12].

Наведені вище аналітичні викладки доводять, що передатна функція ДДМ для обвідної (17) може бути визначена за передатною функцією неперервної системи (3).

### Висновки

Дискретна передатна функція РП для обвідної може бути визначена із дискретної передатної функції для поточних значень на основі неперервної або дискретної математичної моделі, або на основі експериментів.

Дискретна передатна функція для обвідної з кратністю періоду дискретності  $N=2$  дорівнює дискретній передатній функції для поточних значень з протилежними знаками при  $n-1, n-3, \dots$  ступенях з чисельника ( $n$  – порядок схеми багатополюсника) і при  $n, n-2, \dots$  ступенях з знаменника.

### Список використаних джерел

1. Eric X. Yang, Byungcho Choi, Fred C. Lee and Bo H. Cho, "Dynamic Analysis and Control Design of LLC Resonant Converter", IEEE 0-7803-0695-3/92, pp. 362-369, 1992.
2. Gorodny, V. Gordienko, S. Stepenko, O. Sereda and S. Boyko, "Impact of supply voltage change on the energy performance of boost quasi-resonant converter for radioelectronic equipment power supplies," 2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), Kremenchuk, Ukraine, 2017, pp. 232-235, doi: 10.1109/MEES.2017.8248897.
3. H. Afshang, F. Tahami, "Voltage Regulation of DC-DC Series Resonant Converter Operating in Discontinuous Conduction Mode: The Hybrid Control Approach", International Journal of Engineering, B: Applications Vol. 32, No. 11, (2019), 1610-1619.
4. Nair, M., "Simulation and experimental verification of closed loop operation of buck/boost dc-dc converter with soft switching", International Journal of Engineering C: Aspects, Vol. 25, No. 4, (2012), 267-274.
5. J. Shi, H. Li and Z. Wang, "Research on Output Voltage Stabilization of LLC Resonant Converter Based on LADRC with Simplified Linear Model," 2021 6th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE), Shanghai, China, 2021, pp. 51-55, doi: 10.1109/ICPRE52634.2021.9635581.
6. Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter [Електронний ресурс] // Texas Instruments Incorporated. – 2010. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf>.
7. Understanding LLC Operation (Part II): What to Consider in LLC Converter Design [Електронний ресурс] // Monolithic Power Systems, Inc.. – 2023. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.monolithicpower.com/understanding-llc-operation-part-ii-what-to-consider-in-llc-converter-design>.
8. Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using NCP4390/NCV4390 – USA: Semiconductor Components Industries, LLC, 2023. – 20 с. – (AND90061/D).
9. Vyapari, V. N. R and G. Ghosh, "Envelope-Detection-Based Accurate Small-Signal Modelling of Series Resonant Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 7, pp. 8367-8378, July 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3268635.
10. B. Yadykin, On the envelope transfer function, Automaton. and telemekh., 1966, issue 8, 65–76.
11. Kuo B. C. Digital Control Systems / B. C. Kuo. – University of Illinois at Urbana-Champaign: Oxford University Press, 1992. – 751 с. – (Oxford series in electrical and computer engineering). – (ISBN 0195120647, 9780195120646).
12. Baldi, P., Haus, E. Normal form and dynamics of the Kirchhoff equation. Boll Unione Mat Ital 16, 337–349 (2023). <https://doi.org/10.1007/s40574-022-00344-6>



## УДК 621.314.621

Козлов М. О., Жук Д. О., к.т.н., Жук, О. К., к.т.н., Лінченко В. В.

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова, м. Миколаїв

## ВИСОКОЧАСТОТНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ ЗАГАЛЬНОСУДНОВОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЗА СХЕМОЮ «АІН З ШІМ – АД»

Широкомасштабне застосування сучасних частотно-регульованих електроприводів, виконаних за схемою АІН з ШІМ – АД обумовлено їх високими енергетичними показниками та ефективністю управління навантаженням. Однак, при несучих частотах ШІМ від одиниць до десятків кілогерц власні паразитні параметри таких систем обумовлюють появу кондуктивних ЕМП що протікають як в мережу живлення, так і в навантаження. Ці ЕМП викликають перегрів обмоток, старіння ізоляції і передчасний вихід з ладу АД [1].

Високочастотна комутація в силових напівпровідникових пристроях викликає високочастотні диференційні (симетричні) та синфазні (несиметричні) струми, що протікають через паразитні ємності кабелю, двигуна та інвертора [2, 3].

Несеміричні паразитні струми призводять до проблем з електромагнітними завадами, несправності захисту від короткого замикання на землю та виходу із ладу підшипників асинхронного двигуна [4].

Симетричні паразитні струми призводять до появи перенапруги на клеммах двигуна, що може призвести до пробую міжвиткової ізоляції обмоток статора. Також перенапруга може спричинити часткові розряди в асинхронному двигуні, тим самим зменшуючи термін його служби [4–6].

Дослідження, проведені в [1, 7], показують, що достовірна оцінка ЕМП в системі АІН – АД можлива лише на основі уточнених схем заміщення, складених для широкого діапазону частот і враховують паразитні параметри всіх елементів системи, у тому числі інвертора та двигуна.

**Метою роботи** є визначення схеми заміщення та параметрів елементів асинхронних електроприводів за схемою «АІН з ШІМ – АД», що найбільш розповсюджені на судах, для оцінки електромагнітних перешкод (ЕМП).

Системи асинхронних машин із частотно-регульованим приводом (рис. 1) [1] є невід'ємною частиною нашого повсякденного життя, враховуючи їх застосування у багатьох галузях. Ці електричні машини наражаються на ризик виникнення ЕМП через методи високочастотної широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) у перетворювачах частоти (ПЧ). Оскільки час перемикання (наростання та спаду) сучасних транзисторів, таких як MOSFET та IGBT, що використовуються в блоках інверторів, відносно короткий (50–250 нс), проблеми з ЕМП, що створюються високочастотними асинхронними приводами є значними. Наведені ЕМП можуть призвести до помітного пошкодження підшипників, валу та ізоляції обмоток асинхронних машин, що призведе до зниження надійності та навіть передчасного виходу її з ладу [8].

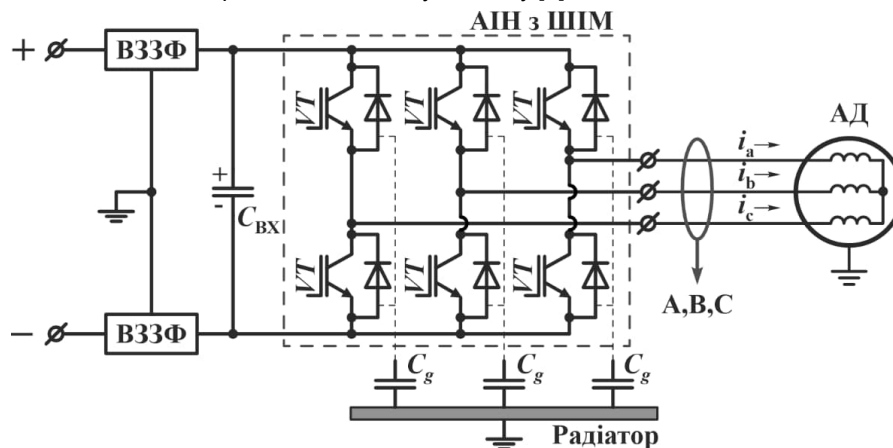


Рисунок 1 – Система АІН з ШІМ – АД, що досліджується

Існує безліч проблем при проектуванні та експлуатації приводів із регульованою швидкістю. На виході силового електронного перетворювача створюється імпульсна напруга з крутим фронтом через швидке наростання і спад часу перемикання напівпровідників (НП). Це викликає хвильовий ефект у системах з довгим кабелем [9], внаслідок чого на клеммах двигуна може виникнути перенапруга, при поверненні відбитої хвилі [9], що може в 2–3 рази перевищувати напругу ланки постійного струму [10]. Це може призвести до пошкодження підшипників, валу та ізоляції обмоток двигуна, прискорити старіння [11].

У літературі в даний час виділяють дві категорії моделей високочастотних машин: перша категорія ґрунтується на аналізі методом кінцевих елементів [12], який використовує чисельні та математичні підходи для створення високочастотної моделі асинхронного двигуна аналізу електромагнітного поля [13, 14]. Друга категорія виводиться з використанням еквівалентної схеми [13–15]. Відповідна модель АД будується з використанням вимірених імпедансів машини в діапазоні частот від сотень Гц до десятків МГц [13–15]. Такі схеми не вимагають знання геометрії машини і властивостей її конструкційних матеріалів. Натомість основна увага в цих моделях приділяється характеристикам високочастотного імпедансу машини.



**Високочастотна модель АД.** Параметри моделі високочастотної машини слід визначати за допомогою прямих вимірювань імпедансу. Вимірювання імпедансу в диференціальному режимі (ДР) та синфазному режимі (СР) надають необхідні дані для високочастотної моделі АД. Щоб відобразити поведінку машини модель повинна бути охарактеризована в діапазоні частот, зазвичай від 100 Гц до 10 МГц [13–15]. Цей діапазон частот зазвичай ділиться на низькі частоти (<10 кГц), середні частоти (10–500 кГц) та високі частоти (500–10 МГц). Характеристики імпедансу двигуна в діапазоні середніх та високих частот не залежать від швидкості ротора та струму статора [15].

Для вимірювання імпедансу ДР, вимірювач повного опору слід підключити між двома паралельно з'єднаними фазами та несиметричною фазою [15], як показано на рис. 2,а. Імпеданс СР вимірюється між трьома паралельно з'єднаними фазами та корпусом двигуна, який зазвичай заземлений [15], як показано на рис 2,б. Ці вимірювання надають необхідну інформацію для визначення параметрів моделі. Пропонована універсальна модель заснована на розширенні досліджень [15], в яких використовується проста односекційна високочастотна схема заміщення обмотки для кожної з фази АД (рис. 3).

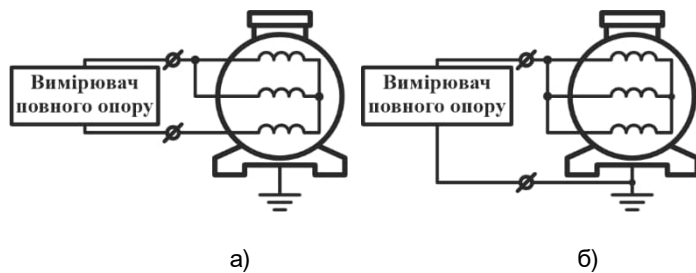


Рисунок 2 – Методи вимірювання імпедансу обмоток статора асинхронного двигуна а) – диференційний «зірка» б) – синфазний «зірка»;

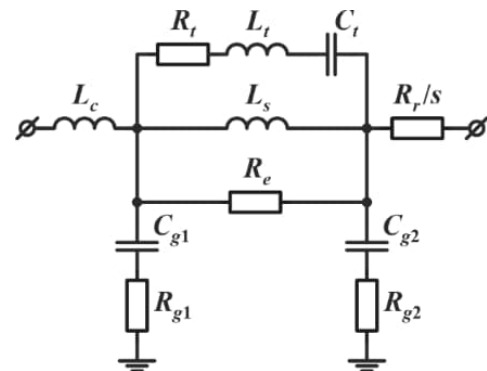


Рисунок 3 – Еквівалентна схема однієї з фаз асинхронного двигуна

На рис. 3 конденсатори  $C_{g1}$  та  $C_{g2}$  є еквівалентними паразитними ємностями між фазою і землею та нейтраллю і землею.  $R_{g1}$  та  $R_{g2}$  – еквівалентні опори обумовлені скін-ефектом та ефектом близькості між обмоткою та землею.  $L_s$  є індуктивністю розсіювання обмотки статора, а  $R_e$  являє собою високочастотні втрати вихрових струмів в сердечнику статора. Елементи  $R_t$ ,  $L_t$ ,  $C_t$  використовуються для відображення другого резонансу на характеристиці імпедансу ДР АД через ефект міжвиткового ємнісного зв'язку обмотки статора.  $L_c$  являє собою сукупну індуктивність внутрішніх провідників машини до обмотки статора [15] та індуктивність розсіювання статора в перших декількох витках паза [15, 16]. Параметри елементів розраховуються шляхом оцінки характеристик імпедансу СР та ДР. На рис. 3 показано залежний від ковзання опір  $R_r/s$ , де  $R_r$  означає опір ротора, а  $s$  являє собою ковзання машини [16]. Він потрібен, щоб модель відображала поведінку АД низькочастотної області.

Параметри моделі визначаються із характерних ділянок та точок на імпедансах ДР та СР (рис. 4). В якості досліджуваного двигуна [8] використовувався АД Baldor EM3710T потужністю 4 кВт при з'єднанні обмоток «зіркою» з номінальною частотою обертання 1800 об/хв.

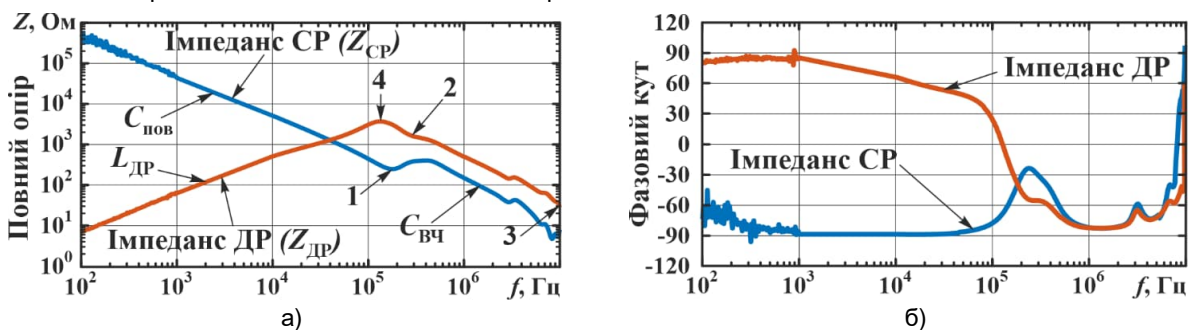


Рисунок 4 – Частотні залежності повного опору в синфазному та диференційному режимах (а), та їх фазні зсуви (б) з пронумерованими точками та ділянками для розрахунку параметрів моделі.

Спочатку повна  $C_{пов}$  та високочастотна  $C_{вч}$  ємність обмотки щодо землі визначається з нахилів імпедансу СР, як показано на рис. 4,а.

$$C_{пов} = \frac{1}{2\pi f_{пов} Z_{пов}}; \quad C_{вч} = \frac{1}{2\pi f_{вч} Z_{вч}} \quad (1, 2)$$

де  $f_{\text{пов}}, f_{\text{ВЧ}}$  – частоти обраних точок на інтервалах  $C_{\text{пов}}, C_{\text{ВЧ}}$  синфазного режиму відповідно (рис. 3,а);  $Z_{\text{пов}}, Z_{\text{ВЧ}}$  – абсолютні значення повного опору в обраних точках.

Далі обчислюються паразитні ємності  $C_{g1}$  та  $C_{g2}$  [15]:

$$C_{g1} = \frac{1}{3} C_{\text{ВЧ}}; \quad C_{g2} = \frac{1}{3} (C_{\text{пов}} - C_{\text{ВЧ}}). \quad (3, 4)$$

Еквівалентні опори обумовлені скін-ефектом та ефектом близькості між обмоткою та землею, розраховуються на основі імпедансу  $Z_3$  в резонансній нульовій точці 3 та імпедансу  $Z_1$  в резонансній точці 1 на рис. 4,а:

$$R_{g1} = \frac{2}{3} Z_3; \quad R_{g2} = 3Z_1; \quad (5, 6)$$

де  $Z_1, Z_3$  – абсолютні значення повного опору в обраних точок.

Індуктивність розсіювання обмотки статора  $L_s$  визначається з індуктивностей ДР та СР [14, 15]:

$$L_s = L_{\text{СР}} + \frac{4}{9} L_{\text{ДР}}; \quad L_{\text{ДР}} = \frac{Z_{\text{ДР}}}{2\pi f_{\text{ДР}}} \quad (7, 8)$$

де  $L_{\text{ДР}}$  – індуктивність обмотки, що визначається з відповідних нахилів імпедансу ДР (рис. 3,а);  $f_{\text{ДР}}$  – частота обраної точки на інтервалі  $L_{\text{ДР}}$  диференційного режиму (рис. 4,а);  $Z_{\text{ДР}}$  – абсолютне значення повного опору в обраній точці.

Індуктивність обмотки в синфазному режимі  $L_{\text{СР}}$  визначається з резонансу в точці 1 (рис. 4,а) [14]:

$$L_{\text{СМ}} = \frac{1}{12\pi^2 C_{g2} f_1^2}; \quad (9)$$

де  $f_1$  – частота в точці резонансу 1.

Опір високочастотних втрат в залізі  $R_e$  розраховується на основі імпедансу  $Z_4$  резонансної полюсної точки 4 [14, 15]:

$$R_e = \frac{2}{3} Z_4; \quad (10)$$

де  $Z_4$  – абсолютне значення повного опору в точці 4.

Міжвиткова ємність  $C_t$  в 10 разів нижча, чим загальна ємність обмотки однієї з фаз на землю [15]:

$$C_t = \frac{1}{10} (C_{g1} + C_{g2}); \quad (11)$$

Індуктивність  $L_t$  та опір  $R_t$  для послідовної RLC ланки розраховуються на основі імпедансу  $Z_2$  резонансної нульової точки 2:

$$L_t = \frac{1}{4\pi^2 C_t f_2^2}; \quad R_t = Z_2, \quad (12, 13)$$

де  $f_2$  – частота в точці 2 (рис. 4,а);  $Z_2$  – абсолютне значення повного опору в точці 2.

Індуктивність розсіювання першого витка високочастотного статора  $L_c$  розраховується за резонансною нульовою точкою 3 наступним чином:

$$L_c = \frac{1}{4\pi^2 C_{g1} f_3^2}; \quad (14)$$

де  $f_3$  – частота в точці 3 (рис. 4,а).

**Високочастотна модель АІН з ШІМ.** Для повного та точного дослідження асинхронного електропривода необхідно також враховувати еквівалентну схеми трифазного інвертора з урахуванням паразитних параметрів (рис. 5).

Основні паразитні компоненти пропонованої ВЧ схеми інвертора, представлені на рис. 5:

– Блукаючі індуктивності з'єднувальних провідників. Ці параметри впливають на загальну індуктивність ланки та сильно залежать від конструкції ПЧ. Ці індуктивності ( $L_w$ ) можна оцінити за аналітичною формулою для двох паралельних циліндричних провідників або для круглого чи прямокутного одновиткового контуру [18].

– Паразитні індуктивності конденсаторів. Зазвичай неможливо оцінити їх аналітично, але можна виміряти. Типові значення –  $L_{\text{СЕ}} = 5 - 20$  нГн для керамічних конденсаторів та  $L_{\text{ЕЛ}} = 30 - 100$  нГн для великих електролітичних конденсаторів [19]. Для отримання великої еквівалентної ємності з низькою еквівалентною паразитною індуктивністю зазвичай використовується паралельне з'єднання обох типів конденсаторів [18].

– Паразитні ємності між ключами та землею. Заземлення з міркувань безпеки вводиться між радіатором ключів (MOSFET або IGBT) та металевим корпусом. Значення цих ємностей можна оцінити за допомогою

формули конденсатора з паралельними пластинами. Вони залежать від розміру та геометрії силових ключів, та для MOSFET або IGBT результуюча паразитна ємність становить близько сотень пФ (виміряна).

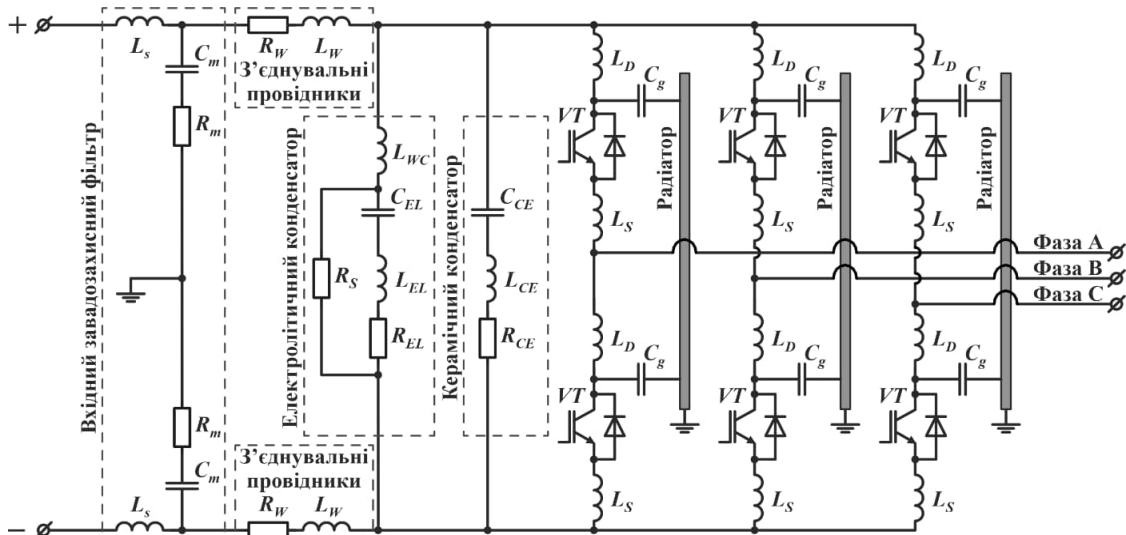


Рисунок 5 – Еквівалентна високочастотна схема трифазного інвертора з урахуванням власних та паразитних параметрів [17].

У схемі досліджуваної установки, представленої на рис.1 та рис.5, розв'язка джерела постійного струму (некерований випрямляч або шина постійного струму) та АІН здійснюється за допомогою вхідного Г-подібного заводозахисного LC-фільтра (ВЗЗФ) нижніх частот з хвильовим опором 50 Ом, індуктивністю 50 мкГн. В якості силових ключів АІН використовуються IGBT-транзистори типу SKM200GB122D з максимальною напругою 1200В, максимальним струмом 150А.

В системі АІН з ШІМ – АД, що показана на рис. 1 на виході АІН були виміряні синфазні та диференційні струму (несиметричні та симетричні складові) за допомогою давачів струму тороїдальної форми (рис. 6).



Рисунок 6 – Вимірювання синфазного (а) та диференційного (б) струму для трифазної системи.

**Моделювання.** Згідно із досліджуваною схемою асинхронного електропривода (рис. 1), та відповідно до схем заміщення АД (рис. 3) та АІН (рис.5) було розроблено імітаційну модель в середовищі Matlab Simulink, що складається з моделі АІН з ШІМ (рис.7) на вихід якого підключено АД, що утворений з'єднанням зіркою моделей фази АД (рис. 8,б). Керування роботою АІН відбувається за допомогою ШІМ генератора показаного на рис. 8,в. Модель, відповідних рисунку 6, вимірювачів синфазного та диференційного струмів показана на рис. 8,а.

На рис. 9 показані змодельовані та експериментальні форми диференційних (рис. 9,а) та синфазних (рис. 9,б) струмів для з'єднання обмоток АД «зіркою». Експериментальні характеристики були отримані шляхом дослідження АІН (ABB ACS150-03U-09A8-2) з підключичним АД (Baldor EME3710T) [8].

Як видно з рис. 9,а високочастотна модель асинхронного електропривода досить точно відтворює результати вимірювання диференційного струму. На рис. 9,б видно, що пікові значення синфазного струму, що відтворенні моделлю, близькі до виміряних значень. Згідно з [14], всплески синфазних струмів обумовлені високим значенням  $dU/dt$ , під час комутації силових ключів. Існують і незначні відмінності між змодельованими та експериментальними результатами, а саме додаткові коливання в виміряному синфазному струмі (рис. 9,б). Ці коливання відсутні в змодельованих результатах, оскільки використовується високочастотна модель АД (рис. 3, рис. 8,б) низького порядку. Очікується, що модель високочастотної машини вищого порядку може покращити точність моделювання синфазних струмів, шляхом додавання більшої кількості компонентів схеми, проте методологія визначення їх параметрів буде більш складною.

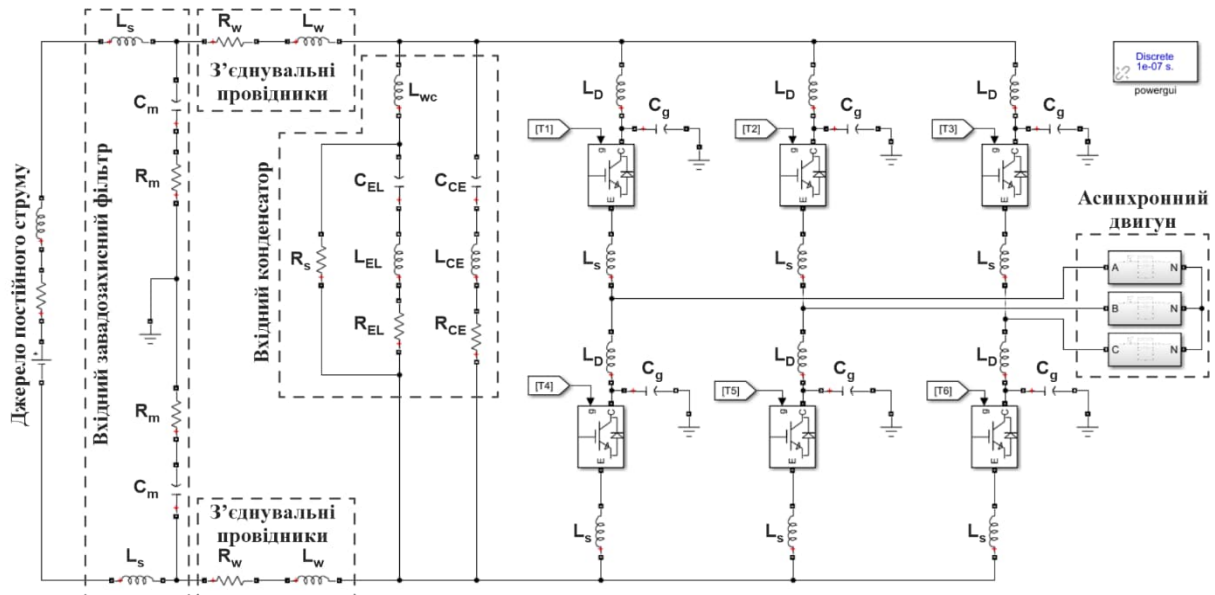


Рисунок 7 – Імітаційна модель «АІН з ШІМ – АД» в середовищі Matlab Simulink

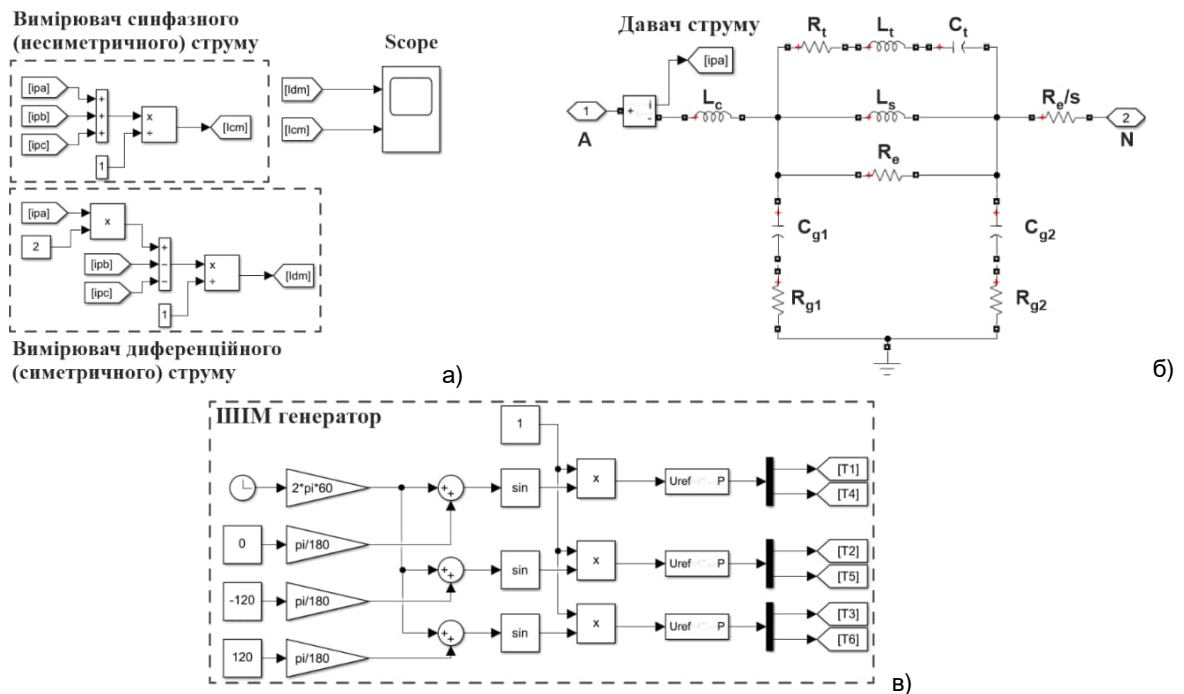


Рисунок 8 – Елементи моделі: а) – вимірювачі струму; б) – модель однієї з фаз АД; в) – ШІМ генератор

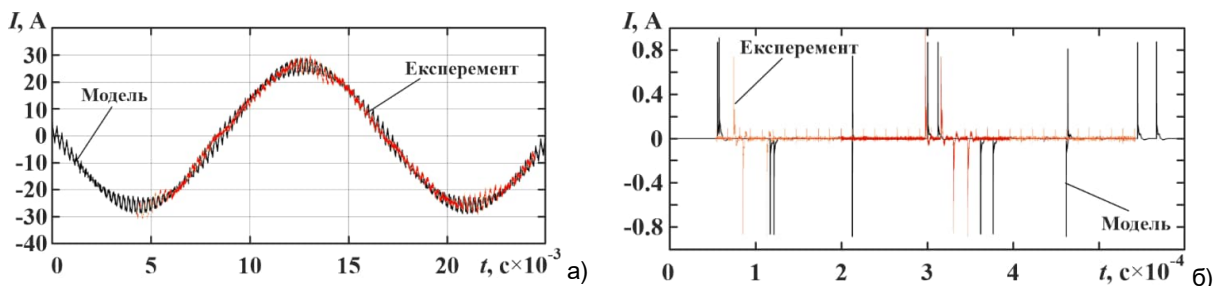


Рисунок 9 – Часові діаграми: а) – диференційного струму; б) – синфазного струму на виході АІН в порівнянні з експериментальними результатами

**Висновки.** Для оцінки ЕМП у системі АІН з ШІМ – АД побудовано високочастотну модель з урахуванням внутрішніх і паразитних параметрів АІН та АД, та подальшим її моделюванням з використанням пакету MATLAB Simulink. При побудові моделі запропоновані еквівалентні схеми інвертора та обмоток статора АД. Параметри обмоток визначалися виходячи з аналізу експериментальних частотних залежностей імпедансу

АД, за винятком залежного від ковзання опору  $R_r/s$ , що визначають вимірюючи механічну швидкість обертання АД, та розраховують значення  $R_r/s$  відповідним чином.

В результаті моделювання отримані часові діаграми синфазних та диференційних струмів на виході інвертора. Шляхом порівняння змодельованих та експериментальних результатів підтверджено достовірність запропонованої моделі асинхронного електропривода.

Встановлено, що на виході інвертора сплески кривої симетричної складової струму обумовлені високими значеннями  $dU/dt$  і паразитними ємностями навантаження, причому коливання, що супроводжують кожен сплеск мають власну частоту, що відповідає резонансній частоті імпедансу синфазного режиму (рис. 3,а) [1, 14]. Запропоновану схему асинхронного електропривода за схемою АІН з ШІМ – АД рекомендовано використовувати при дослідженні диференційних (симетричних) та синфазних (несиметричних) ЕМП в СЕЕС.

#### Список використаних джерел

1. Жук Д.О. Симметричные и несимметричные помехи в системе инвертор с ШИМ – асинхронный двигатель. Вісник КДПУ. Наукові праці КДПУ: Випуск 2/2003(19) – Кременчук: КДПУ, 2003. – С. 121–125.
2. Weens, Y., Idir, N., Bausiere, R., & Franchaud, J. J. (2006). Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42(7), 1876–1882.
3. Arnedo, L., & Venkatesan, K. (2003). High frequency modeling of induction motor drives for EMI and overvoltage mitigation studies. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2003. IEMDC'03, Madison, WI, USA, 2003, pp. 468-474 vol.1.
4. De Paula, H., de Andrade, D. A., Chaves, M. L. R., Domingos, J. L., & de Freitas, M. A. A. (2008). Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2), 744–752.
5. Mirafzal, B., Skibinski, G. L., & Tallam, R. M. (2009). A Failure Mode for PWM Inverter-Fed AC Motors Due to the Antiresonance Phenomenon. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(5), 1697–1705.
6. Wang, L., Ngai-Man Ho, C., Canales, F., & Jatskevich, J. (2010). High-Frequency Modeling of the Long-Cable-Fed Induction Motor Drive System Using TLM Approach for Predicting Overvoltage Transients. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(10), 2653–2664.
7. Жук Д.А. Защита асинхронного двигателя от перенапряжений в системе частотно-регулируемого электропривода с учетом кабельной линии. *Электромашиностроение и электрооборудование. Респ. межвед. науч.-техн. сб.* – 2001. – Вып. 57. – С. 40-44
8. Aria Fani. Simulation and Experimental Verification of Universal High Frequency Induction Machine Model for Arbitrary Stator Winding Connections. author's abstract of. diss.: 01.22 / THE UNIVERSITY OF BRITISH COLUMBIA
9. S. Amarir, and K. Al-Haddad, "A modeling technique to analyze the impact of inverter supply voltage and cable length on industrial motor-drives," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 753–762, Mar. 2008.
10. S. Amarir, and K. Al-Haddad, "A modeling technique to analyze the impact of inverter supply voltage and cable length on industrial motor-drives," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 753–762, Mar. 2008.
11. A. Muetze, and A. Binder, "Calculation of influence of insulated bearings and insulated inner bearing seats on circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 965-972, Jul/Aug. 2006.
12. O. Magdun, A. Binder, and C. Purcareau, "High-frequency induction machine models for calculation and prediction of common mode stator ground currents in electric drive systems," in *Proc. 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sept. 2009, pp. 1–8.
13. N. Idir, Y. Weens, M. Moreau, and J. J. Franchaud, "High-frequency behavior models of AC motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 1, pp. 133–138, Jan. 2009.
14. M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John, and H. Reichl, "Efficient HF modeling and model parameterization of induction machines for time and frequency domain simulations," in *Proc. Applied Power Electronics Conference (APEC)*, pp. 1181–1186, Mar. 2006.
15. M. S. Toulabi, L. Wang, L. Bieber, S. Filizadeh, and J. Jatskevich, "A Universal HighFrequency Induction Machine Model and Characterization Method for Arbitrary Stator Winding Connections," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1-12, 2019.
16. B. Mirafzal, G. Skibinski, R. Tallam, D. Schlegel, and R. Lukaszewski, "Universal induction motor model with low-to-high frequency-response characteristics," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1233–1246, Sept/Oct. 2007.
17. G. Grandi, I. Montanari, and U. Reggiani, "Effects of power converter parasitic components on conducted EMI," in *Proc. Int. Zurich Symp. EMC, Zurich, Switzerland*, Feb. 18–20, 1996, pp. 499–504.
18. Grandi, D. Casadei and U. Reggiani, "Common- and differential-mode HF current components in AC motors supplied by voltage source inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 16-24, Jan. 2004.
19. P. A. Chatterton and M. A. Houlden, *EMC: Electromagnetic Theory to Practical Design*. New York: Wiley, 1992.



**УДК 004**

Дьяконов О. С.<sup>1</sup>, к.т.н., доц., Воскобоєнко В. І.<sup>2</sup>, технічний директор, Крамаренко А. В.<sup>1</sup>, магістриня.

<sup>1</sup>Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв

<sup>2</sup>ТОВ НВП «Інтер Електро», м. Миколаїв

**ПЕРСПЕКТИВИ ВПРОВАДЖЕННЯ САПР EPLAN ДЛЯ РОЗРОБКИ ТА ВИРОБНИЦТВА СУДНОВИХ ГОЛОВНИХ РОЗПОДІЛЬНИХ ЩИТІВ**

Головні розподільні щити (ГРЩ) є важливими компонентами суден та забезпечують розподіл електроенергії по всьому судну. Вони повинні бути розроблені та виготовлені з високою точністю та якістю, щоб забезпечити безпеку та надійність експлуатації електроенергетичної системи судна. Впровадження систем автоматизованого проектування (САПР) у суднобудуванні є одним з напрямків цифровізації даної галузі.

**Метою роботи** є дослідження можливостей впровадження САПР Eplan для розробки та виробництва судових головних розподільних щитів.

**Критерії вибору САПР для розробки електротехнічної продукції.** САПР – це автоматизована система, яка призначена для автоматизації технологічного процесу проектування виробу, кінцевим результатом якого є комплект проектно-конструкторської документації, достатньої для виготовлення та подальшої експлуатації об'єкта проектування [7].

При розгляді можливостей сучасних САПР будемо керуватися наступними критеріями. Програмне забезпечення САПР повинно:

- забезпечувати ефективне проектування та документування електричних систем і схем;
- спростити створення схем, схем підключення та макетів електротехнічних панелей;
- сприяти точному та безпомилковому проектуванню, зводячи до мінімуму ризик електричних збоїв;
- забезпечувати легку співпрацю між інженерами-електриками та іншими зацікавленими сторонами в процесі проектування;
- спростити процес створення специфікацій матеріалів (BOM – Bill of Material) для електричних компонентів;
- дозволяти швидко переглядати та оновлювати електричні креслення, заощаджуючи час та зусилля;
- забезпечувати інтеграцію з іншими інструментами проектування та інжинірингу для організації безперебійного робочого процесу;
- допомагати дотримуватися галузевих стандартів і правил для електроустановок.

**Огляд сучасних САПР для розробки електротехнічної продукції.** Серед сучасних САПР найбільш підходящими претендентами на використання для розробки судових ГРЩ є:

- AutoCAD Electrical [3];
- E3.Series [2];
- Eplan [1, 4].

Якщо E3.Series та Eplan мають у своєму складі програмні модулі, що дозволяють проводити тривимірне компонування та трасування електротехнічних з'єднань, то у випадку з AutoCAD Electrical, щоб отримати подібний функціонал, потрібно додатково використовувати САПР Autodesk Inventor.

Слід зазначити, що успішне впровадження САПР залежить від наявності актуальних бібліотек електротехнічних пристроїв. Типова бібліотека повинна включати умовне графічне позначення компонента, його монтажний 2D-образ та 3D-модель. Для САПР E3.Series існує хмарний сервіс Component Cloud for E3.series з актуальною та верифікованою бібліотекою компонентів. Аналогічний хмарний сервіс є для Eplan – Eplan Data Portal [6].

Головною перевагою САПР E3.Series та Eplan є інтеграція процесу розробки та процесу виробництва електротехнічної продукції.

**Особливості використання Eplan при розробці судових ГРЩ.** Зауважимо, що на додаток до переваг використання Eplan для розробки принципів схем, Eplan формує інтерактивний вихідний pdf-документ, в якому створюються перехресні посилання (рис. 1). Цей документ дозволяє переміщатися між сторінками при натисканні на перехресні посилання.

Логічні дані Eplan представлені функціями, які є найменшою логічною одиницею в моделі даних даної САПР. Наприклад, замикаючі контакти, котушки та дроти є функціями.

На схемах функції представляються за допомогою символів (умовних графічних позначень).

Кожна функція та контакти її виробу мають властивості. Значення властивостей використовується при логічній обробці даних.

Визначення функцій та символи можна знайти у бібліотеках Eplan.

По суті, в реальному проекті проектувальник оперує такими сутностями, як виріб. Виріб – це конкретна реалізація функціонального елемента, доступ до якого здійснюється через базу даних виробів. Кожен виріб характеризується як економічними, так і технічними характеристиками і має свій унікальний номер виробу в рамках проекту.

Вироби можуть бути побудовані на основі заданих користувачем макросів. Для того, щоб можна було розділити вироби на функціональні елементи, одну з функцій необхідно позначити як основну функцію – вона буде представляти цей функціональний елемент.

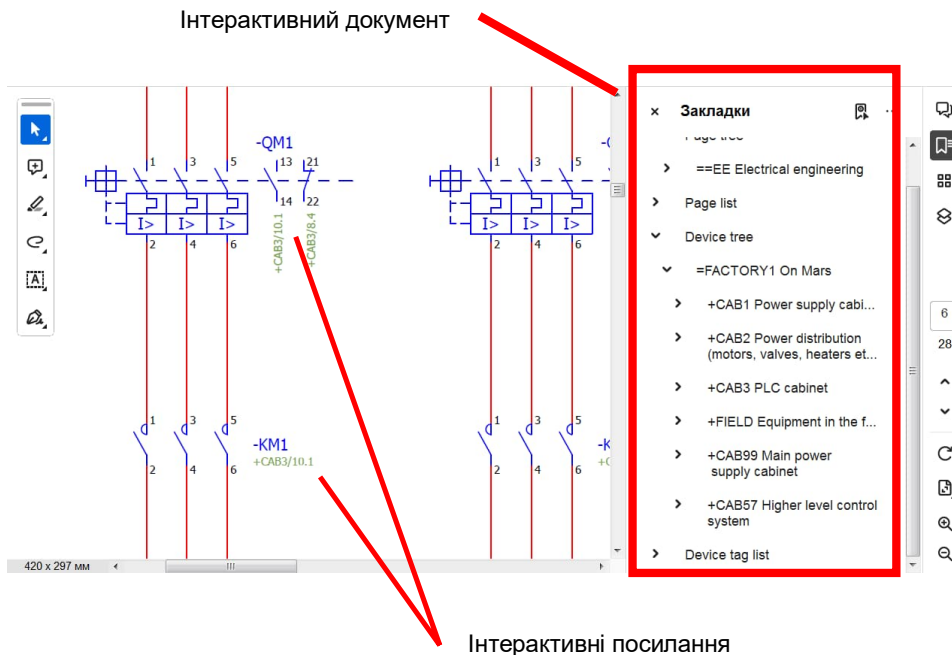


Рисунок 1 – Згенерований інтерактивний документ

Ідея представлення моделі виробу показана на рис. 2. На цьому рисунку зображено контакторний виріб, що складається з двох функціональних елементів: власне контактора і допоміжного блоку. Обидва функціональних блоки мають однакове позначення. Контактор виконує кілька функцій: котушка, силовий замикаючий контакт і допоміжний замикаючий контакт. Котушка є основною функцією, тобто вона представляє пристрій і може бути призначена виробу. Ця функція також може бути представлена графічно на схемі у вигляді відповідного символу.

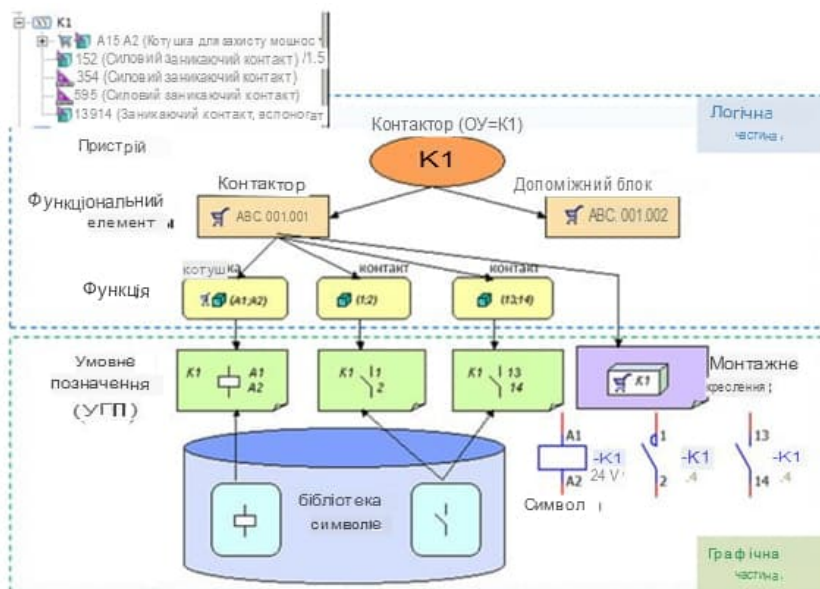


Рисунок 2 – Приклад організації структури виробу

Зручність Eplan частково пояснюється наявністю Eplan Data Portal, який містить макроси виробів від провідних світових виробників електрообладнання. Однак на даний момент на Data Portal відсутня продукція таких компаній, як Selco і Deif, а обладнання цих компаній в основному використовується при створенні суднових ГРЩ. Так, якщо Deif надає 3D-моделі та макроси для деяких контролерів, то на сайті Selco відсутня інформація про 3D-моделі та макроси. Таким чином, виникла необхідність створення макросів для схематичного проектування (2D-макроси) і тривимірного компонування (3D-макроси).



Розглянемо приклад створення макросів для розподільника активного навантаження T4800 від компанії Selco. Розподільник навантаження T4800 для звичайних регуляторів забезпечує автоматичний розподіл навантаження та регулювання частоти системи для паралельно працюючих генераторів. Розподіл навантаження пропорційний, а це означає, що генератори будуть навантажені однаково в порівнянні з їх індивідуальною потужністю.

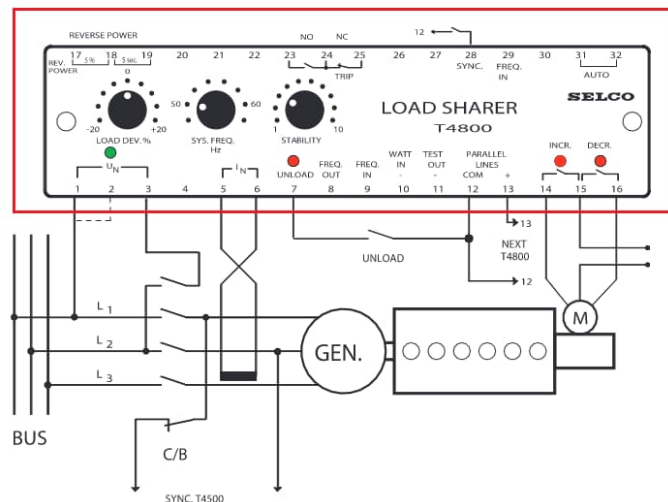


Рисунок 3 – Типова схема підключення розподільника активного навантаження T4800

2D-макроси Eplan доцільно реалізовувати за допомогою інструменту «Black Box», де виріб представлений у вигляді чорного ящика з набором відповідних входів і виходів. Зовнішній вигляд блоку бажано також зробити відповідно до документації компанії Selco (рис. 3), що в майбутньому спричинить за собою меншу кількість помилок при розробці принципової схеми ГРЩ судна.

В основі 3D-макросу EPLAN лежить твердотільна модель у форматі step. Цей формат може бути згенерований усіма сучасними САПР твердотільного моделювання. Для розробки твердотільних моделей було обрано САПР Autodesk Inventor. Приклад спроектованої твердотільної моделі наведено на рис. 4.

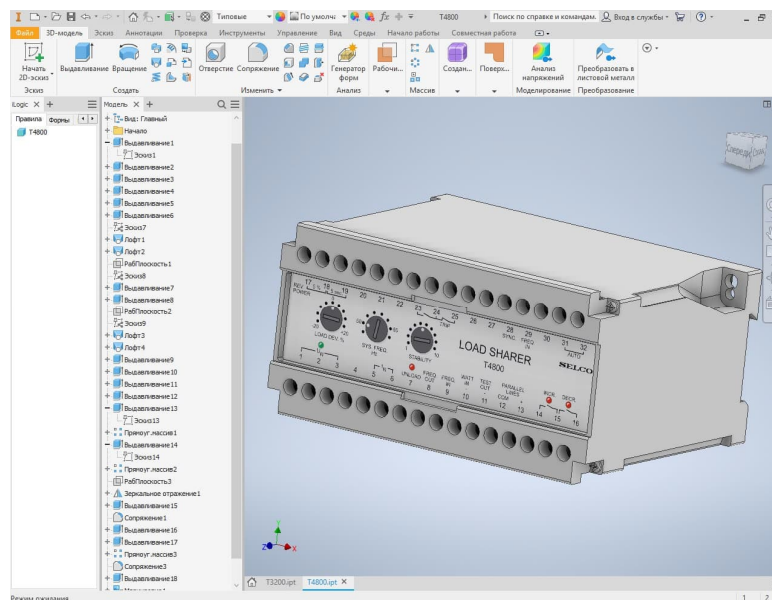


Рисунок 4 – Тривимірний модель розподільника навантаження Selco T4800

Для гнучкої розробки суднового ГРЩ потрібний інструмент параметричного моделювання силових шин. Типове розташування силових шин у секціях ГРЩ наведено на рис. 5. Для кріплення силових шин використовуються універсальні шинотримачі серії CABS фірми nVent. Ці тримачі шин закріплені в перфорованих рейках CABS-APP. Така конструкція дозволяє варіювати відстань між шинами, а також підбирати шинотримач потрібного розміру під силову шину.

Досвід 3D-компонування в Eplan Pro Panel показав, що складання та позиціонування шинотримачів і перфорованих рейок у конструктиві секції ГРЩ займає досить багато часу, тому раціональним є розробка шинної конструкції цілком у Autodesk Inventor з подальшим імпортуванням у Eplan Pro Panel готової 3D-моделі.

У Autodesk Inventor була розроблена параметрична модель перфорованих рейок і шинотримачів, що дозволяє за допомогою конфігуратора задавати необхідну відстань між шинами та їх висоту. Модель виконана у вигляді готової збірки і використовується як підзбірка при моделюванні секції ГРЩ. Параметрична твердотільна модель збірки показана на рис. 6. Конфігуратор моделі реалізований у вигляді правила Autodesk Inventor.

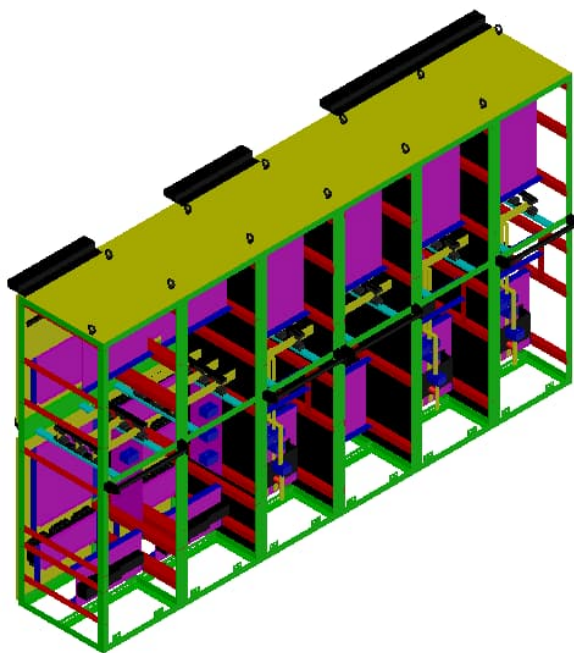


Рисунок 5 – Типове розташування силових шин з секціями головного розподільного щита

Секції ГРЩ мають цільнозварювальну рамну конструкцію (рис. 7), для моделювання якої доцільно використовувати інструмент «Генератор рам» Autodesk Inventor. Ідея полягає у створенні опорного каркаса рами у вигляді 3D-ескізу. Для ефективної роботи з генератором рам може знадобитися публікація профільних елементів користувача в бібліотеку Autodesk Inventor.

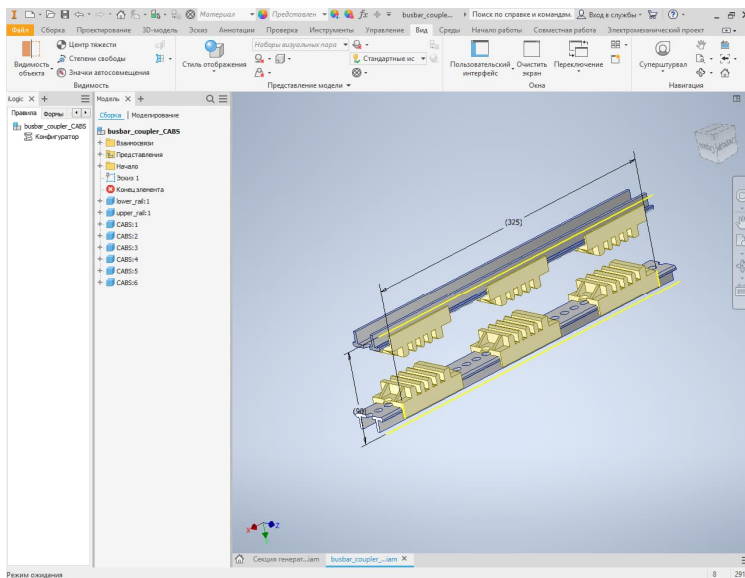


Рисунок 6 – Модель шинного тримача в зборі

Генератор рам дозволяє вибрати потрібний профіль для кожного сегмента скелета, а також вказати, яким чином стикаються профілі. В результаті маємо каркасну конструкцію з функцією асоціативності з вихідним каркасом скелета. У Autodesk Inventor була розроблена параметрична 3D-модель типової генераторної секції. Дана модель дозволяє розмістити головні та допоміжні шини та виконати експорт отриманої моделі у вигляді step-файлу.

Слід зазначити, що при імпорті step-файлу в Eplan, кожна деталь тривимірної конструкції імпортується як окремий логічний елемент - Logic Item. Для того, щоб створити логічну модель корпусу секції ГРЩ, деякі логічні елементи можна згрупувати, а також призначити певні логічні функції, наприклад, System accessories -> Housings -> Door, System accessories -> Housings -> Mounting panel і т.д.

Екосистема Eplan містить інструмент Eplan Smart Wiring, який дозволить здійснювати інтерактивний електромонтаж на етапі виготовлення ГРЩ. Для роботи з Eplan Smart Wiring в панелі Eplan Pro Panel необхідно згенерувати архівний файл EPDZ, який містить властивості проекту, властивості сторінки та простору аркуша, а отже, повну структуру проекту, а також інформацію про з'єднання і властивості проводів та кабелів для прокладених з'єднань. Файл EPDZ також містить файл E3D із тривимірними графічними даними для кожного простору аркуша. Електромонтажнику в інтерактивному режимі для кожного підключення доступна повна інформація щодо довжини проводу, його перетину, а також трасі прокладки.

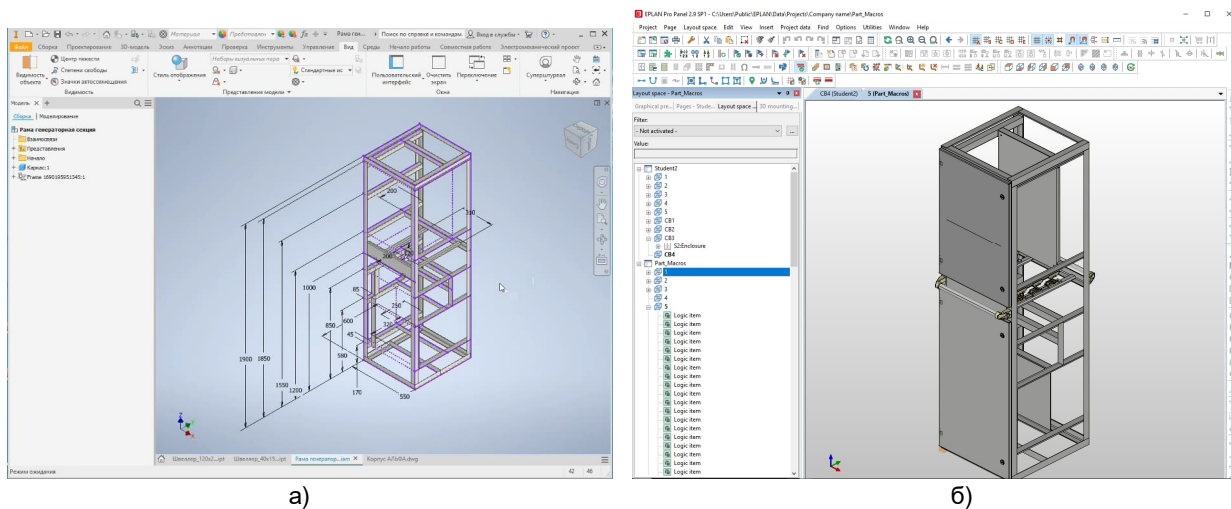


Рисунок 7 – Модель рами генераторної секції ГРЩ (а), конструкція генераторної секції, що імпортована в Eplan Pro Panel

### Висновки

На основі проведеного дослідження можна сформулювати такі рекомендації щодо впровадження САПР Eplan для проектування та розробки судових головних розподільних щитів:

- при виборі САПР Eplan необхідно ретельно оцінити потреби компанії, а також функціональні можливості програмного забезпечення;
- перед впровадженням САПР Eplan необхідно забезпечити навчання співробітників, які будуть її використовувати;
- після впровадження САПР Eplan необхідно провести оцінку ефективності використання.

Отже, впровадження САПР Eplan для розробки та виробництва судових головних розподільних щитів може стати ефективним способом підвищення точності, ефективності та комунікації в цьому процесі. Також є механізми інтеграції проектних даних при здійсненні інтерактивного електромонтажу за допомогою утиліти Eplan Smart Wiring. Слід зазначити, що створення 3D-моделей електротехнічних виробів потребує використання додаткової спеціалізованої для цих цілей САПР, наприклад, Autodesk Inventor.

### Список використаних джерел

1. Bernd Gischel EPLAN Electric P8 Reference Handbook // 3rd edition, revised. С. 609 p.
2. Програмний комплекс E3.series [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://www.autocads.com.ua/catalog/e3.series/>
3. AutoCAD або AutoCAD Electrical = креслити або проектувати [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://elites-montage.com.ua/autocad-abo-autocad-electrical-kresliti-abo-proektuvati/>
4. Офіційний сайт EPLAN [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.eplan.de/hm19/>
5. Головний розподільчий щит. Схема електрична принципова. ІЭ.656546.008ЭЗ.
6. Бібліотеки даних EPLAN [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://3dbim.pro/news/26/>
7. ДСТУ 2226-93. Автоматизовані системи. Терміни та визначення. – [Чинний від 1994-07-01]. Вид. офіц. Київ: Держстандарт України, 1994. 93 с. [Електронний ресурс] – Режим доступу: [http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id\\_doc=61937](http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=61937)

**УДК 004.031.6***Топалов А. М., канд. техн. наук, доцент**Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова м. Миколаїв, Україна.***АВТОНОМНИЙ РОБОТ ДЛЯ ВІДБОРУ ТА АНАЛІЗУ ПРОБ ВОДИ**

Відомо багато пристроїв для відбору проб води, які за допомогою занурення ємності, тим чи іншим способом фіксують її у робочому стані та відчиняють для відбору проб досліджуваної рідини з подальшим її підняттям на поверхню для детального аналізу в лабораторії [1]. Прикладом пристрою відбору проб води для проведення хімічних або біологічних аналізів з певної глибини водоймища є пристрій, який розміщено на борту корабля, що складається з підйомного крану, тросу, ємності для відбору води та запорної арматури. Суть пристрою полягає у тому, що оператор вручну або за допомогою підйомного крану опускає у воду ємність для взяття проб води та на визначеній глибині за допомогою системи тросів відкриває цю ємність та зачиняє її після заповнення ємності водою. Існують також і інші подібні рішення, але вони всі характеризуються низьким рівнем автоматизації і автономності.

Тому актуальним є завдання розробки автономного робота для відбору та аналізу проб води, який забезпечить високий рівень автоматизації взяття і аналізу проб води поблизу поверхні води та у придонних глибинах, забезпечуючи при цьому високу точність позиціонування та експрес-аналіз деяких головних параметрів води.

Запропонований автономний робот для відбору та аналізу проб води, містить джерело живлення, герметичний корпус циліндричної форми, який оснащений відцентровим насосом, аналізатором та ємностями для утримання води з клапанами. Сам автономний робот виконаний у вигляді пересувного пристрою, на вертикальній мачті з розпірними опорами, рама якого оснащена направляючими роликами вздовж центральної вісі робота, які притиснені до поверхні мачти, яка в свою чергу представляє собою пустотілу трубку квадратного перерізу з повздовжнім прорізом. В прорізі розміщуються повітряні шланги під'єднані одним кінцем до автономного робота, а іншим до підпружиненої пластикової котушки на поверхні водойми, причому повітряні шланги всередині робота мають розгалуження до ємностей утримання води з наявними клапанами електромагнітного виконання, одна з ємностей є аналізатором і може бути оснащена датчиками типу рівня рН, хлору, температури та електропровідності води тощо, а інша виконує функцію баластної і оснащена відцентровим насосом. Причому автономний робот забезпечений вбудованим блоком керування і блоком передачі даних з датчиків на береговий пост контролю, а також змінною акумуляторною батареєю, яка забезпечує живлення всіх електротехнічних компонентів.

Запропонований автономний робот для взяття проб та аналізу води працює наступним чином. Оператор на водному транспортному засобі пересувається у заздалегідь визначене місце, де розміщує вертикально напрямну мачту та фіксує її на дні водоймища за допомогою розпірних опор. Далі направляючі ролики корпусу робота встановлюються на мачту і вкладаються повітряні трубки у повздовжній проріз мачти. Через вбудований у корпус автономного робота блок керування, оператором програмується глибина, на яку зануриться робот, та обираються вимірювальні параметри води, які будуть передаватися блоком передачі даних робота на береговий пост за допомогою бездротових способів передачі даних. У певний час, що був введений оператором в блок керування, на береговий пост приходить сигнал про готовність робота до занурення для взяття та аналізу проб води. Після передачі сигналу, у корпусі робота відчиняється електромагнітний клапан (ЕК) наповнення баласту, причому об'єм води регулюється запрограмованим рівнем занурення робота. При досягненні запрограмованої глибини, ЕК баластної ємності зачиняється. Далі відчиняється ЕК для відбору досліджуваної води у ємність аналізатора. Після заповнення ємності з виходом повітря, через повітряний шланг, ЕК ємності аналізатора зачиняється і блоком датчиків проводиться експрес-аналіз води, а саме - визначаються рівень рН, рівень хлору, температуру та електропровідність води. Результати аналізу зберігаються у пам'яті автономного робота для подальшої передачі на береговий пост. По закінченню аналізу відчиняється ЕК ємності з баластною водою та за допомогою насосу відбувається відкачування рідини шляхом заміщення рідини повітрям з повітряного шлангу, і робот поступово піднімається вздовж вертикальної вісі напрямної мачти на поверхню води, в цей же час виконується процес намотування на підпружинену котушку повітряних трубок. При досягненні поверхні водоймища блок передачі даних автономного робота посилає на береговий пост сигнал про закінчення відбору води та відсилає результати експрес аналізу води. Після отримання сигналу до робота може вирушити технічний фахівець, який перемістить взятую пробу води у транспортувальну ємність для подальших досліджень і запрограмує робота на подальші дії.

Застосування подібного автономного роботу дасть можливість забезпечити високу точність позиціонування у водному середовищі та ефективно здійснювати відбір та аналіз проб води.

**Список використаних джерел**

1. Клименко М. О., Прищепя А. М., Вознюк Н. М. Моніторинг довкілля: підручник. Національний університет водного господарства та природокористування Рівне, 2023. – 351 с.

УДК 621.314.621

Костенко Д. В., к.т.н., Овсянников В. М., к.т.н.

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

## ВИКОРИСТАННЯ СУЧАСНОЇ СУДНОВОЇ СИГНАЛІЗАЦІЇ В НАВЧАЛЬНОМУ ПРОЦЕСІ

**Вступ.** Робота присвячена розробці лабораторного стенду для дослідження та аналізу режимів роботи суднової аварійно-попереджувальної сигналізації. Стенд виконаний на елементній базі діючого зразка німецької компанії Böning Marites, котра працює під іменем MARITEC-ENGINEERING GmbH [1].

Стенд розташований в навчальній лабораторії №130 кафедри електричної інженерії суднових та роботизованих комплексів НН ІАЕ НУК, використовується в навчальному процесі та науковій роботі студентів.

**Основна частина.** Аварійно-попереджувальна сигналізація (АПС) призначена для контролю, моніторингу і керування станом технічних засобів судна. В основу роботи системи АПС покладена обробка сигналів контактних датчиків технологічного обладнання судна і формування спеціальних світлових та звукових сигналів. Система уявляє собою локальну мережу з CAN-інтерфейсом і програмованої конфігурації.

Студенти, проводячи на стенді експериментальні дослідження, здобувають глибокі навички обслуговування та експлуатації АПС. До загальних досліджень і моніторингу параметрів АПС входять наступні складові: системи контролю і сигналізації стану насосів; системи налаштування параметрів керування насосами; системи контролю рівня рідини в суднових цистернах та температур в приміщеннях; системи налаштування меж спрацювання та часових затримок на включення/відключення елементів АПС. Визначними показниками налаштування розглянутої аварійно-попереджувальної системи є величини рівнів рідин в відповідних цистернах та температури в приміщеннях морського судна.

До складу системи АПС входять [2]:

- дисплей сигналізації та управління системи АПС типу AHD 1215F, виконуючий функцію інтерфейсу та обробки до 15 вхідних контактних датчиків (ВКД) з включенням-відключенням власної індикації в функції спрацювання ВКД і формуванням керуючого сигналу на включення зовнішньої звукової сигналізації;

- 15-канальний блок вводу аналогових сигналів AHD SAS15;

- 15-канальний блок вводу дискретних сигналів AHD PS15;

- релейний модуль з 15 реле, керований по інтерфейсу AHD R101;

- блок живлення, котрий генерує з суднової напруги змінного струму 220 В, 50 Гц постійний струм напругою 24 В, або забезпечує подачу напруги 24 В від акумуляторів до всіх складових частин АПС.

Система АПС забезпечує:

- обробку до 420 ВКД;

- світлову індикацію - до 960 світлових індикаторів, керованих в функції спрацювання ВКД;

- формування до 4 узагальнених сигналів для кожної групи з 15 ВКД;

- включення-відключення зовнішньої звукової сигналізації при спрацюванні ВКД;

- індивідуальну настройку опцій для кожного ВКД (тип контакту - нормально-замкнутий або нормально-розімкнутий);

- затримку спрацювання - 1с, 5с, 10с, 20с, 30с, 40с, 50с або 60с;

- передачу інформації по послідовному каналу (кручена пара проводів) від щитів сигналізації на щити-табло верхнього рівня;

- індивідуальну настройку кожного індикатора табло на будь-який ВКД;

- зберігання індивідуальних налаштувань в незалежній пам'яті.

По рішення викладача та бажанню студента – дослідника можна обирати вид сигналізації: або аварійно-попереджувальну, або сигналізацію освідомлення. Крім того, можна змінювати колір включення світлового індикатора на червоний, жовтий або зелений.

Загальний вигляд дисплею сигналізації та управління системи АПС має вид (рис. 1).



Рисунок 1 – Загальний вигляд дисплею сигналізації та управління АПС



Кольоровий ЖК-дисплей є компактним модулем для моніторингу та візуалізації даних системи АПС. Данні збираються відповідною системою та передаються по шині CAN. Повідомлення загальною чисельністю до 144 приймаються по двох послідовних інтерфейсах. Панель може формувати до десяти групових каналів, при чому, кожне повідомлення може знаходитися одночасно в двох групах. Також система дозволяє формувати до шістьох підгруп. Одна підгрупа може мати один релейний вихід. Одне повідомлення складається з 32 символів.

Враховуючи те, що для керування пристроями АПС використовують два послідовних інтерфейсу, система має значний запас міцності та довго тривалості. Тим самим підвищується ефективність прийняття рішень під час керування судновими системами і мінімізується ризик виникнення нештатних ситуацій.

Функції системи мають можливість виконувати автоматичний виклик механіка судна.

Візуалізація даних виконується на різних сторінках відображення з графічною обробкою у вигляді таблиць. Дисплей автоматично мінє яскравість за допомогою фотоелемента.

Управління дисплеєм дозволяє студенту-досліднику включати візуальне та звукове супроводження сигналу тривоги, змінювати сторінки меню, міняти конфігурації структур, виводити данні по обслуговуванню системи.

Структурна схема блоку вводу аналогових сигналів AHD SAS15 наведена на рис.2, а схема п'ятнадцяти каналного блоку вводу дискретних сигналів AHD PS15 – на рис.3.

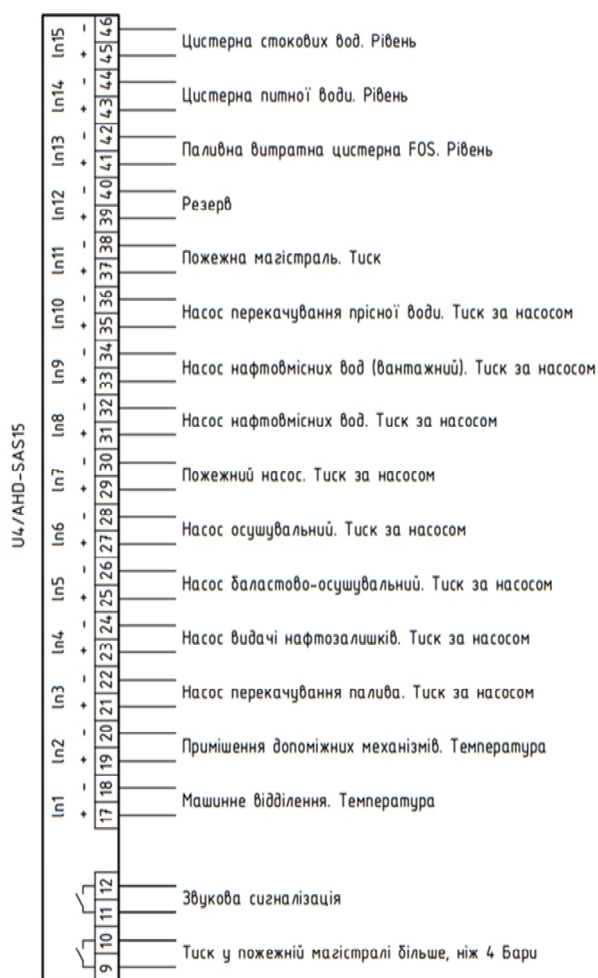


Рисунок 2 – Схема U4/AHD SAS15

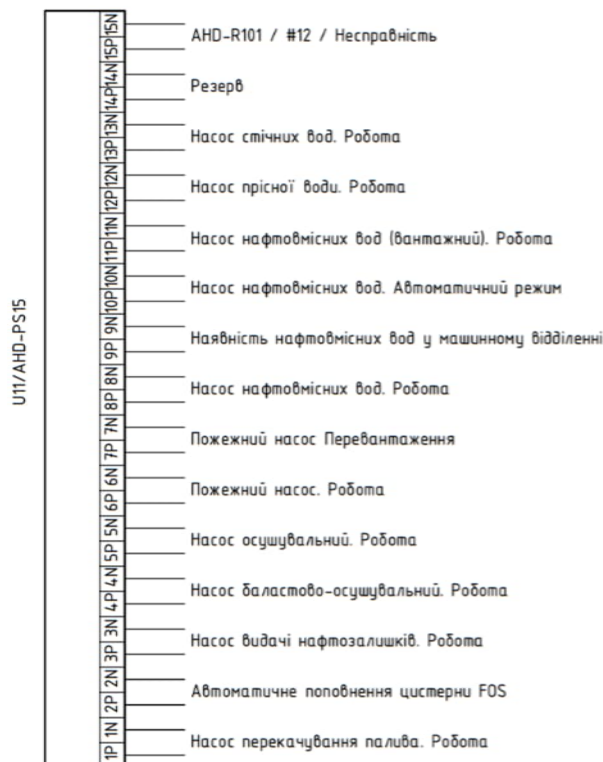


Рисунок 3 – Схема U11/AHD PS15

До основних функцій керування системи АПС відносяться: автоматичне/ручне включення електроприводів паливних насосів для поповнення витратних паливних цистерн й автоматична зупинка насосів при досягненні заданого тиску в паливної магістралі (зупинка по зриву тиску паливного насоса – коли тиск рідини на виході насосу менше 0,5 Бар).

На лабораторному стенді студенти можуть проводити дослідження режимів роботи електроприводів й систем керування та автоматики насосів по зриву тиску в наступних системах:

- нафтової (паливної);
- баластної;

- осушувальної;
- пожежного аварійного осушення в режимі сушіння;
- вод, змішаних з нафтою;
- стокових вод;
- прісної води.

В даному випадку обов'язково контролюються параметри тиску рідин у наступних точках: за паливним насосом; за насосом відбору залишків нафти; за баластовим насосом; за осушувальним насосом; за пожежним насосом аварійного осушення; за насосом вод змішаних з нафтою; за вантажним насосом; за насосом прісної води; в суднової пожежної магістралі.

Вимірювання рівнів рідин в цистернах виконується за допомогою датчиків (індикаторів) рівня типу AHD-SW. Схема електричних з'єднань датчиків, загальний вигляд датчика та його розміри наведені на рис. 4 і рис. 5 відповідно. Індикатор AHD-SW показує рівень рідини за допомогою світлодіодів. При наповненні цистерни до 95% від загального рівня, включається звукова сигналізація та починає мигати жовтий світлодіод. При 100% наповненні цистерни включається безперервний звуковий сигнал і починає мигати червоний світлодіод. Ці повідомлення передаються в суднову систему АПС і виводяться на екран кольорового дисплею AHD 1215F. При необхідності звукові повідомлення можна відключити за допомогою кнопки на індикаторі AHD-SW.

По технологічній необхідності на одну цистерну можна встановлювати два і більше індикаторів рівня рідини. Так, наприклад, поступають при контролі паливних цистерн. Як що забір палива береться з декількох місць, то подібні датчики необхідно встановлювати в кожному з них. Таки індикатори є дуже корисним доповненням системи АПС, їх використання знижує ризик розливу палива на судах тим самим виконуються дії по охороні навколишнього середовища.

В перелік обов'язкових параметрів контролю системи АПС входять також вимірювання температур в приміщеннях машинного відділення та приміщеннях допоміжних механізмів. Для цього в системі АПС використовуються пристрої на основі Module "NiCrNi" (модулі термопар) з діапазоном граничних температур 0 – 950 градусів по Цельсію. Вихідний сигнал (параметр) з кожного модуля подається на відповідний пристрій з вказаним номером каналу та номеру клемми.

Перелік контрольованих системою параметрів представлена у вигляді таблиці 1. В таблиці вказані приміщення та об'єкти контролю (робочі елементи) системи АПС.

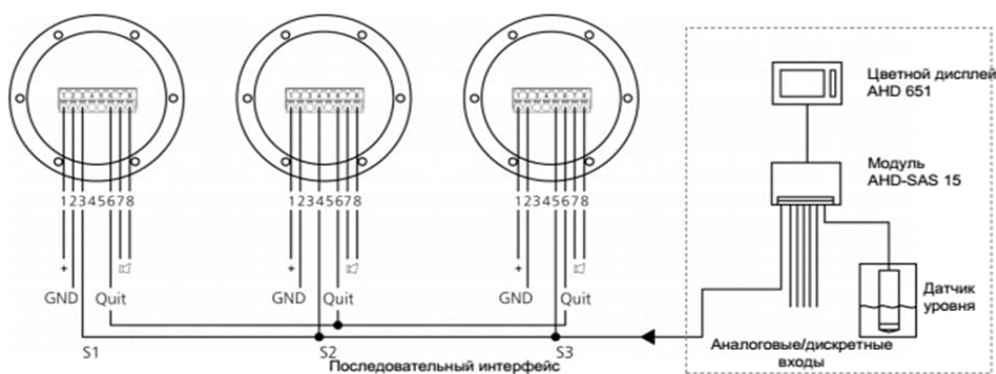


Рисунок 4 – Схема електричних з'єднань датчиків рівню рідини типу AHD-SW системи АПС

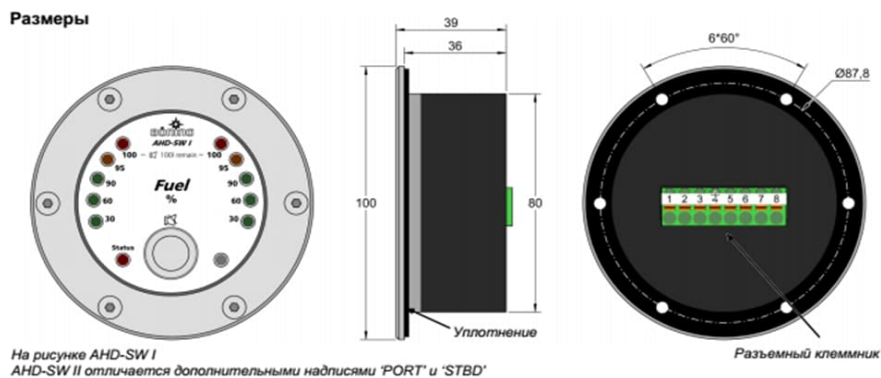


Рисунок 5 – Зовнішній вигляд датчика рівню рідини AHD-SW та його габаритні розміри.



Таблиця 1 - Таблиця параметрів контролю суднової системи АПС

№ каналу	Об'єкт контролю, параметр контролю	Тип входу, параметр	№ клеми	Діапазон виміру
Блоку вводу аналогових сигналів U4/AHD SAS15				
1	Машинне відділення, температура	I Module "NiCrNi", (0...950°C)	17+/18-	0...100°C
2	Приміщення допоміжних механізмів, температура	I Module "NiCrNi", (0...950°C)	19+/20-	0...100°C
3	Насос перекачування палива, тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	21+/22-	0...10Бар
4	Насос виділення нафтозалишків, тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	23+/24-	0...10Бар
5	Насос баластно-осушувальної системи, тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	25+/26-	0...10Бар
6	Насос осушувальний, тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	27+/28-	0...10Бар
7	Пожежний насос, тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	29+/30-	0...10Бар
8	Насос нафтовмістних вод, тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	31+/32-	0...10Бар
9	Насос нафтовмістних вод (вантажний), тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	33+/34-	0...10Бар
10	Насос перекачування прісної води, тиск за насосом	J Module "0...5V", (0...6V)	35+/36-	0...10Бар
11	Пожежна магістраль, тиск	J Module "0...5V", (0...6V)	37+/38-	0...10Бар
12	Резерв		39+/40-	
13	Паливна витратна систем FOS, рівень	B Module "4...20mA" (1...40mA 2 pol.)	41+/42-	0...1000л
14	Цистерна питної води, рівень	B Module "4...20mA" (1...40mA 2 pol.)	43+/44-	0...1000л
15	Цистерна стокових вод, рівень	B Module "4...20mA" (1...40mA 2 pol.)	45+/46-	0...1000л
16	Великий тиск у пожежній магістралі	Relay	09/10	--
17	Звукова сигналізація	Relay	11/12	--
Блоку вводу дискретних сигналів U11/ AHD PS15				
1	Насос перекачування палива, робота	NO	1N/1P	--
2	Автоматичне поповнення цистерни FOS	NO	2N/2P	--
3	Насос видачі нафтозалишків, робота	NO	3N/3P	--
4	Насос баластно-осушувальний, робота	NO	4N/4P	--
5	Насос осушувальний, робота	NO	5N/5P	--
6	Пожежний насос, робота по осушенню	NO	6N/6P	--
7	Пожежний насос, робота по перевантаженню	NO	7N/7P	--
8	Насос нафтовмістних вод, робота	NO	8N/8P	--
9	Насос вмістних вод в машинному відділенні, робота	NO	9N/9P	--
10	Насос нафтовмістних вод, автоматичних режим	NO	10N10/P	--
11	Насос нафтомістних вод (вантажний), робота	NO	11N11/P	--
12	Насос прісної води, робота	NO	12N12/P	--
13	Насос стокових вод, робота	NO	13N/13P	--
14	Вільна пара (не задіяна)	--	14N/14P	--
15	AHD R 101 / #12, несправність	NO	15N/15P	--

Загальний вигляд схеми з'єднань суднової системи АПС ілюструє рис. 6. До основних елементів системи відносяться блоки вводу аналогових сигналів AHD SAS15, блоки вводу дискретних сигналів AHD PS15, релейний модуль та керований по інтерфейсу AHD R101. Вказані елементи поєднані між собою спеціальним інтерфейсом.

Можна відмітити, що запропонований зразок можна використовувати не лише як стенд для дослідження АПС, а й всіх видів суднової сигналізації: авральної; пожежної; попереджувальної об'ємного пожежетишіння; сигналізації про появу води в льялах та стічних колодязях трюмів; сигналізації закриття дверей проти проникнення води тощо.

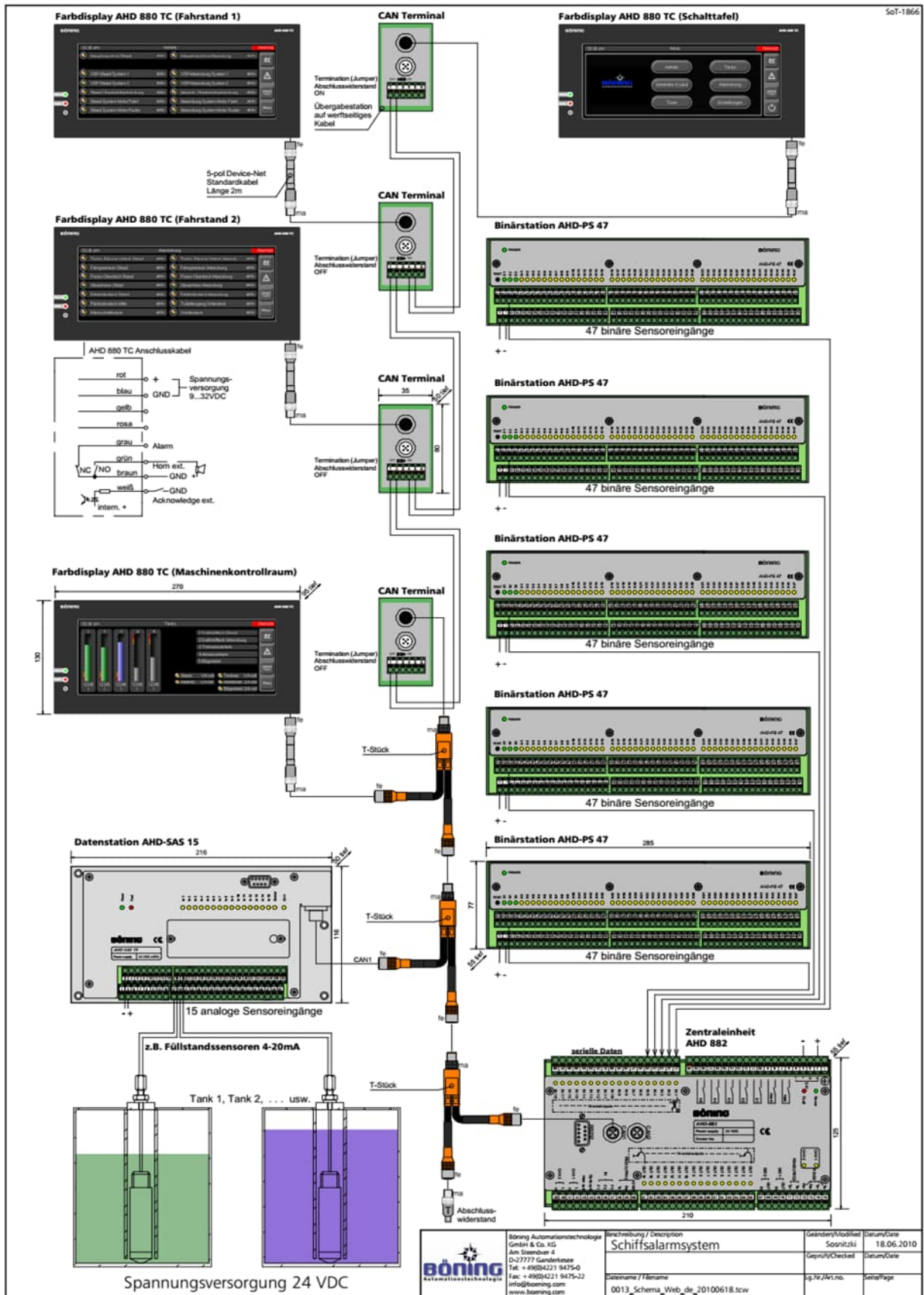


Рисунок 6 - Загальний вигляд схеми з'єднань суднової системи АПС

Інформація про роботу АПС відображається на дисплеї АНД 1215F. Відповідні інформаційні сторінки зображені на рис.7 – рис.13. Повний перелік контрольованих параметрів викладено в інструкції по експлуатації. При включенні дисплея на його екрані буде відображатися на сторінка, яка була при останньому його вимкненні.

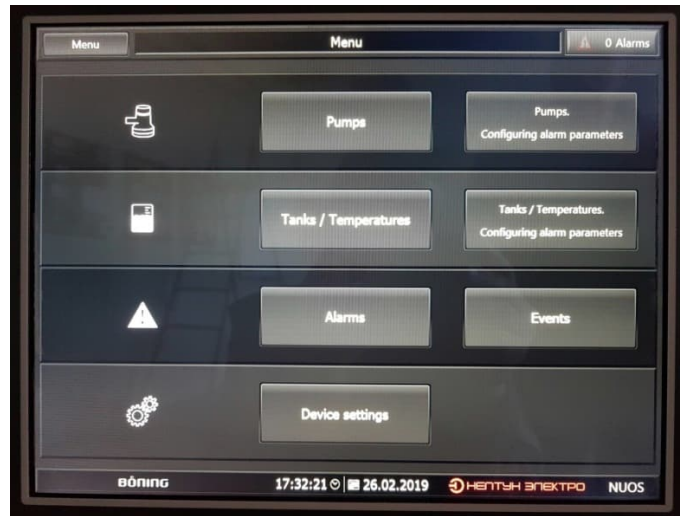


Рисунок 7 - інформаційна сторінка «Меню»

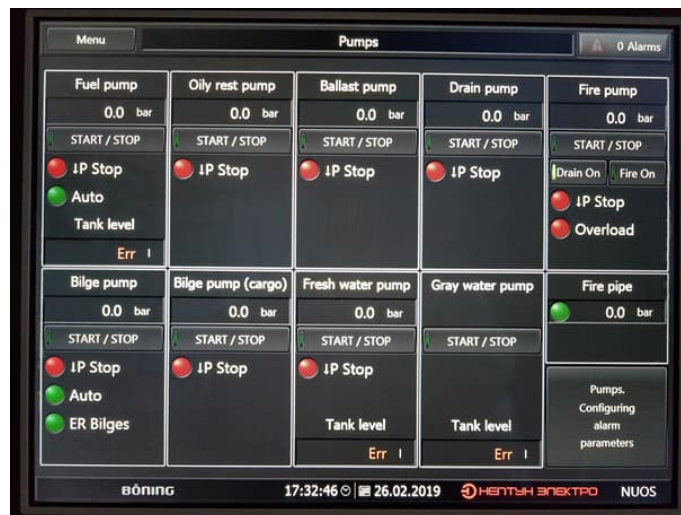


Рисунок 8 - Інформаційна сторінка «Насоси».

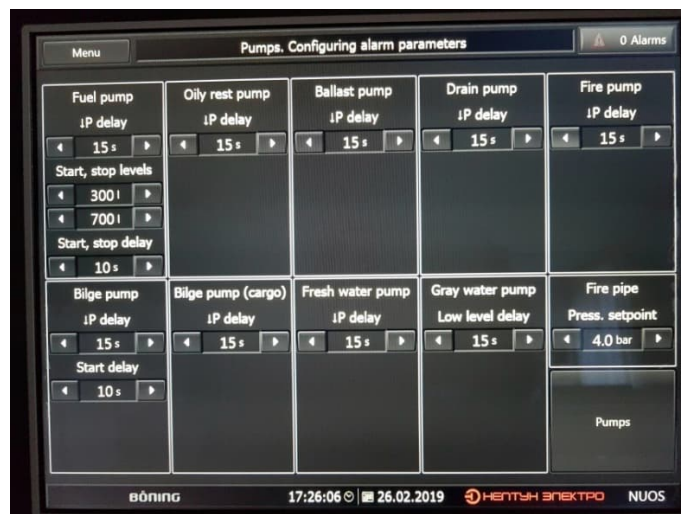


Рисунок 9 - Інформаційна сторінка «Насоси. Налаштування параметрів».

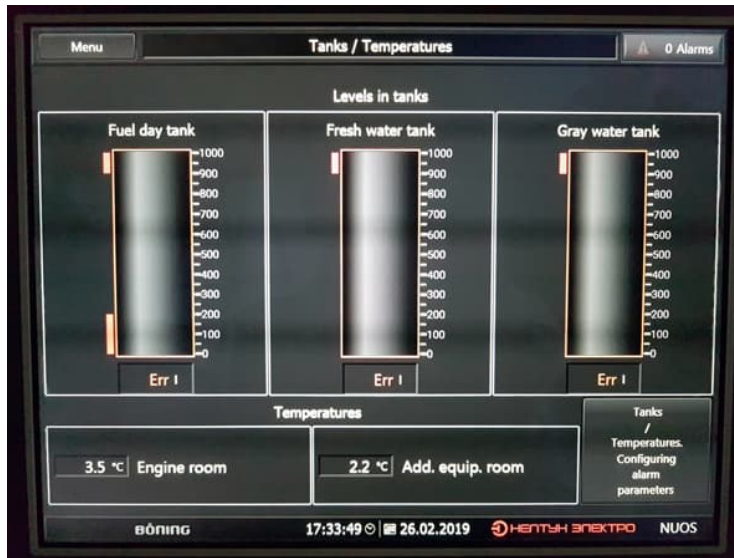


Рисунок 10 – Інформаційна сторінка «Цистерни / Температура»

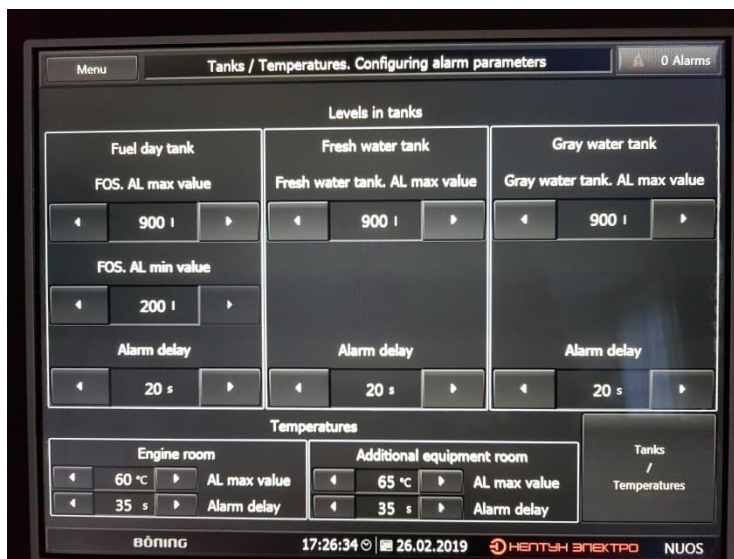


Рисунок 11 – Інформаційна сторінка «Цистерни/Температура. Налаштування параметрів АПС

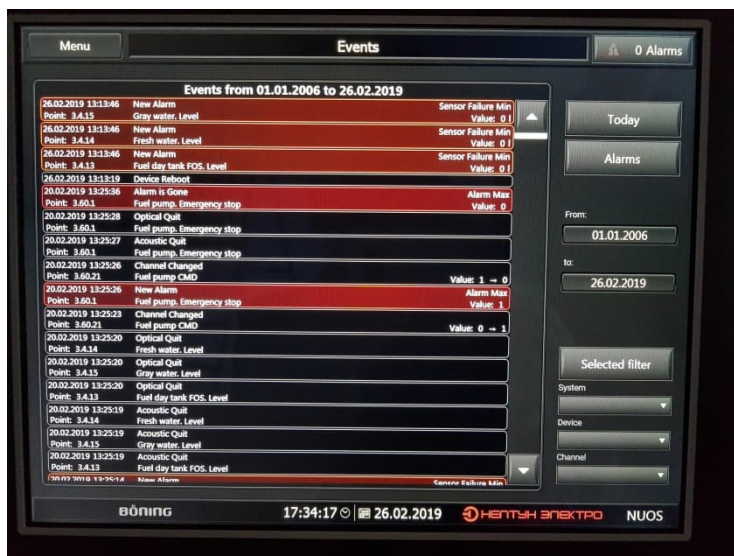


Рисунок 12 – Інформаційна сторінка «Події»





Рисунок 13 – Інформаційна сторінка «Налаштування приладу»

Для зміни сторінок достатньо на моніторі в меню (рис.7 ) натиснути на відповідну інформацію. Наприклад, сторінка “Pumps” (“Насоси” - рис. 8) містить відомості про стан наступних насосів: паливного насоса; насоса видачі нафто залишків; баластового; осушувального; пожежного автоматичного осушування; нафтовмісних вод; вантажного нафтових вод; прісної води; стокових вод; насосу пожежної магістралі. При чому, в відповідному вікні для кожного з насосів вказуються параметри тиску рідини за насосами, стан кнопок керування, індикатори по зриву тиску, індикатори режиму роботи, рівень рідини в цистернах.

На сторінці “Pumps. Configuring alarm parameters” («Насоси. Налаштування параметрів АПС» - рис. 9) для кожного насосу студент встановлює величини затримки на зрив тиску, величини рівні рідин на пуск/зупинку, величини затримок на пуск в автоматичному режимі. Спостереження за інформацією можна дивитися на сторінці “Tanks/Temperatures” (Цистерни/Температури – рис. 10), де зображені гістограми паливної витратної цистерни, цистерні питної води та цистерни стокових вод. Тут також наведена інформація про температури в машинному відділенні та приміщенні допоміжних механізмів. Параметри, при котрих буде спрацювати АПС, студент встановлює на сторінці (рис. 11) - “Tanks/Temperatures. Configuring alarm parameters” («Цистерни/Температури. Налаштування параметрів АПС»). Тут необхідно встановити рівні в цистернах, температури в приміщеннях, час затримки на спрацювання АПС. Рівні рідини вказують в літрах, затримки на спрацювання – в секундах. На сторінці “Events” («Події» - рис. 12) студент разом з викладачем може побачити історію подій, котрі виникали при дослідженні системи аварійно-попереджувальної сигналізації. Тут вказується точний час події, точки отримання інформації, підтвердження про появу сигналу АПС, вказуються значення сигналів спрацювання. Сторінка “Device settings” («Налаштування приладу» - рис. 13) дає змогу студенту-досліднику виконувати налаштування дисплея AHD 1215F.

На завершення, всі пристрої системи АПС класифіковані практично всіма відомими брендами: ABS - Американське бюро судноплавства, США; BV - Бюро Веритас, Франція; DNV GL - Дет Норське Веритас /Германський Ллойд, Норвегія; LR - Регистр судноплавства Ллойда, Англія; РИНА (Registro Italiano Navale, Італія); РС – Морський Регістр Судноплавства, Росія/Україна.

**Висновок:** запропонований стенд дозволяє студентам вивчити всі види суднової сигналізації та отримати практичні навички при їх експлуатації.

Наочну інформацію про роботу лабораторного стенду АПС можна подивитися в YouTube.com. Лабораторний стенд АПС.

#### Список використаних джерел

1. www.boeing.com
2. Технічний опис та керівництво по експлуатації системи АПС. /НУК.НЭ.362634.002РЭ.

**УДК 654.9***Трешнюк А. І., студент; керівник – Дьяконов О. С., к.т.н., доц.**Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв***РОЗРОБКА СИСТЕМИ ДИСТАНЦІЙНОГО КЕРУВАННЯ ДРОНОМ**

Дрони стрімко увірвалися в наше життя, ставши невід'ємною частиною багатьох галузей. Їхня універсальність та широкі функціональні можливості відкривають безліч нових горизонтів, роблячи їх незамінними помічниками у різних сферах. Ось лише деякі з ключових сфер застосування дронів: аерофотозйомка та картографування, доставка та логістика, сільське господарство, дослідження та наука, пошуково-рятувальні роботи.

**Мета роботи:** Розробка системи дистанційного керування квадрокоптером, що не потребує спеціальних навичок чи навчання. Реалізація за допомогою контролера Nunchuk Wii, плати Arduino Leonardo та симулятора Uncrashed.

**Вибір пульта дистанційного керування.** *Nunchuk Wii* – це бездротовий контролер, розроблений компанією Nintendo для ігрової консолі Wii. Він складається з двох основних частин, з'єднаних гнучким кабелем, що нагадує японську зброю нунчаку. Цей унікальний дизайн робить його зручним та інтуїтивно зрозумілим для користування. *Nunchuk Wii* (рис.1) має такі компоненти: аналоговий джойстик, C та Z кнопки, датчик руху, який реєструє нахили та обертання контролера.



Рисунок 1 – Nunchuk Wii

Запропонована система дистанційного керування дроном (рис.2) складається з контролера Nunchuk Wii, адаптера для контролера та плати Arduino Leonardo. Ця система пропонує інноваційний спосіб керування дроном за допомогою контролера Nunchuk Wii. Nunchuk Wii, відомий своїми інтуїтивно зрозумілими рухами та кнопками, використовується для керування польотом та іншими функціями дрону. Arduino Leonardo обробляє дані з Nunchuk Wii та надсилає відповідні команди дрону.

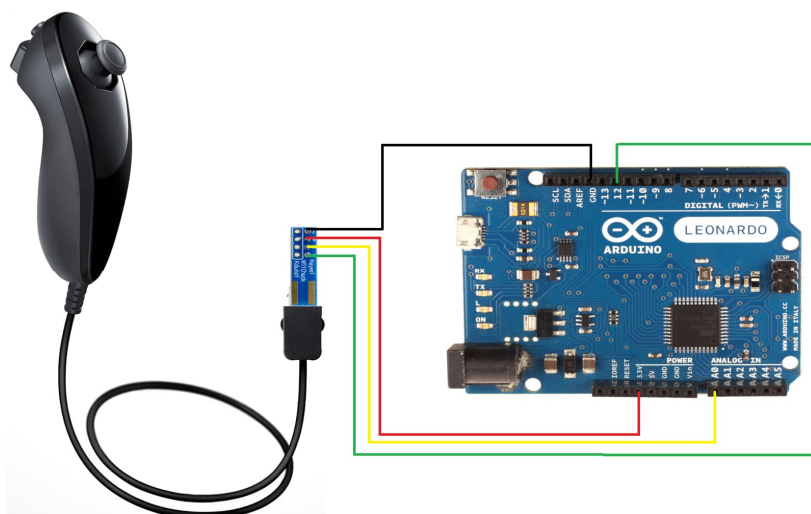


Рисунок 2 – Схема системи дистанційного керування дроном

**Опис функціональності схеми.** Дані з Nunchuk Wii, які зчитуються по інтерфейсу I<sup>2</sup>C, використовуються для керування дроном. Наприклад, нахил Nunchuk Wii вправо буде керувати дроном вправо, а нахил Nunchuk Wii вліво буде керувати дроном вліво. Рух Nunchaku Wii вперед буде керувати дроном вперед, а рух Nunchuk Wii назад буде керувати дроном назад. Кнопки на Nunchuk Wii можна використовувати для керування іншими функціями дрона, такими як зліт і посадка.

**Реалізація програмного коду в Arduino IDE** (рис.3). Фрагмент програмного коду, який зчитує дані з Nunchuk Wii та емулює програмний джойстик наведено нижче.

```
nunchuck.read(); // Зчитування даних з контролера Nunchuk Wii.
int xValue = nunchuck.joystickX(); // Отримання значення осі X джойстика.
int yValue = nunchuck.joystickY(); // Отримання значення осі Y джойстика.
// Обробка значень джойстика:
// Код перевіряє, чи абсолютне значення сигналу джойстика менше за порогове значення.
// Якщо так, значення встановлюється в 0 (ігноруються незначні рухи).
// Якщо сигнал джойстика перевищує порогове значення,
// він масштабується за допомогою функції map().
// Це переводить значення з діапазону контролера Nunchaku Wii (0-255) до діапазону,
// очікуваного симулятором (зазвичай -128 до 127).
Bool cButtonPressed = nunchuck.isCPressed(); // Перевірка, чи натиснута кнопка C на контролері Nunchuk.
Bool zButtonPressed = nunchuck.isZPressed(); // Перевірка, чи натиснута кнопка Z на контролері Nunchuk.
sendSimulatorData(xValue, yValue, cButtonPressed, zButtonPressed); // Виклик функції sendSimulatorData() для надсилання даних до симулятора.
```

```
void loop() {
  nunchuck.read();

  int xValue = nunchuck.joystickX();
  int yValue = nunchuck.joystickY();

  if (abs(xValue) < joystickThreshold) {
    xValue = 0;
  } else {
    xValue = map(xValue, 0, maxJoystickValue, -128, 127);
  }

  if (abs(yValue) < joystickThreshold) {
    yValue = 0;
  } else {
    yValue = map(yValue, 0, maxJoystickValue, -128, 127);
  }

  bool cButtonPressed = nunchuck.isCPressed();
  bool zButtonPressed = nunchuck.isZPressed();

  sendSimulatorData(xValue, yValue, cButtonPressed, zButtonPressed);
}

void sendSimulatorData(int xValue, int yValue, bool cButtonPressed, bool zButtonPressed) {
  // Replace this with your simulator's data sending logic
}
```

Рисунок 3 – Фрагмент коду програми

За допомогою програмного забезпечення JoyToKey робимо емуляцію джойстика та підключаємо його до ПК. Тепер систему дистанційного керування дроном можна протестувати за допомогою будь-якого FPV-симулятора.

**Аналіз основних переваг та недоліків** системи дистанційного керування дроном з використанням контролера Nunchuk Wii та плати Arduino Leonardo:

**Переваги:**

- *Доступність.* Контролер Nunchuk Wii і плата Arduino Leonardo є відносно доступними та дешевими компонентами, що робить систему вигідною для широкого кола користувачів.
- *Простота використання.* Ця система може бути дуже простою в управлінні, оскільки контролер Nunchaku Wii має зручну форму та інтуїтивно зрозумілі кнопки, а використання Arduino Leonardo дозволяє легко програмувати необхідні функції.
- *Можливість налаштування.* Через програмовану природу Arduino Leonardo, можна налаштувати систему під потреби та вподобання користувача, додавши нові функції або змінюючи існуючі.
- *Зручність.* Контролер Nunchuk Wii має зручний та ергономічний дизайн, який може забезпечити комфортне управління дроном, особливо для тих, хто вже знайомий з контролером з ігрових консолей Wii.



**Недоліки:**

- *Обмежені можливості.* Хоча ця система може бути ефективною для базового керування дроном, вона може мати обмежені можливості порівняно з іншими системами керування, особливо щодо точності та складних маневрів.

- *Обмежені функції безпеки.* Контролер Nunchuk Wii може не мати вбудованих функцій безпеки, таких як автоматичне повернення до базової точки або автоматичне приземлення у випадку втрати зв'язку.

- *Можливість інтерференції.* Якщо дана система використовується в місці з великою кількістю радіосигналів, може виникнути інтерференція, що може призвести до непередбачуваних реакцій дрона на команди від контролера.

- *Потреба в додатковому програмуванні та калібруванні.* Хоча Arduino Leonardo має широкі можливості програмування, налаштування та калібрування системи може вимагати додаткового часу та зусиль для коректної роботи.

Таблиця 1 – Порівняння традиційного пульта керування (RadioMaster TX16S) та власної системи керування (Nunchuk Wii + Arduino Leonardo)

	Nunchuk Wii	RadioMaster TX16S
<b>Функція</b>		
<b>Тип керування</b>	Інтуїтивне керування рухами руки.	Традиційне керування важелями та кнопками.
<b>Складність налаштування</b>	Відносно проста. Потрібно написати код Arduino для базового функціоналу.	Складніша. Велика кількість налаштувань та функцій.
<b>Доступність</b>	Компоненти (Nunchuk Wii, Arduino) більш доступні.	Дорожчий пульт керування.
<b>Гнучкість</b>	Обмежена гнучкість. Можливість модифікації коду Arduino.	Дуже гнучка. Можливість налаштування практично всіх параметрів польоту.
<b>Підтримка дронів</b>	Сумісність залежить від підключення до Arduino. Може потребувати додаткових компонентів.	Сумісний з широким спектром дронів. Вбудовані протоколи керування.
<b>Ціна</b>	Бюджетний варіант.	Дорожчий пульт керування.

**Висновок.** Запропонована система дистанційного керування дроном є чудовим варіантом для користувачів, які шукають простий та недорогий спосіб керувати своїм дроном. Система проста у використанні і не потребує спеціальних навичок чи навчання. Nunchuk Wii є недорогим та легко доступним контролером, а Arduino Leonardo є потужною та гнучкою платформою, яка може бути використана для керування різними дронами.

**Список використаних джерел**

1. Maik Schmidt. Arduino: A Quick-Start Guide. Chapter 9. Tinkering with the Wii Nunchuk. Pragmatic Bookshelf, 2011. - 279 p.

2. Програмовані електронні системи керування, збору та обробки інформації : підручник / В. М. Рябенський , О. О. Ушкаренко. – Миколаїв : НУК, 2019. – 490 с.

3. Wii Nunchuk Remote Controller for Arduino. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <http://www.handsontec.com/dataspecs/wii-nunchuk.pdf>

4. Wii Nunchuk Controlled Model Train using Arduino. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://duino4projects.com/wii-nunchuk-controlled-model-train-using-arduino/>

5. Nunchuk-controlled Helicopter using arduino. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://duino4projects.com/nunchuk-controlled-helicopter-using-arduino/>

УДК 681.518.3

Прищепов Є. О.

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

## УДОСКОНАЛЕННЯ РЕФЛЕКТОМЕТРИЧНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА РІВНЯ

Вимірювання рівня рідких і сипких середовищ є одним із найпоширеніших видів вимірювань. Одним із методів вимірювання рівня є метод імпульсної рефлектометрії, заснований на аналізі реакції об'єкта, що досліджується, на короткий зонduючий імпульс [1]. 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. Стосовно задачі вимірювання рівня, в якості об'єкту виступає чутливий елемент (ЧЕ), конструктивно виконаний у вигляді двопровідної електричної лінії і встановлений в резервуарі з контрольованим середовищем (середовищами). Аналізуючи рефлектограму (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 в ЧЕ;  $t_d$  – час затримки відбитого імпульсу відносно зонduючого.

Знаючи цю відстань, можна обчислити значення рівня.

На основі методу імпульсної рефлектометрії, за участю автора, були розроблені різноманітні засоби вимірювань рівня та інших параметрів зберігання рідких та сипких середовищ. Деякі з них розглянуті у роботах [2-4]. Метод стробоскопічного перетворення, що використовується в цих засобах вимірювань для трансформації масштабу часу з наносекундного в мілісекундний діапазон, є складним у реалізації та призводить до похибок. Похибки виникають з огляду на те, що для визначення рівня необхідно вимірювати затримки відбитих імпульсів, а стробоскопічне перетворення впливає на точність цих вимірювань.

У роботі [5] автором було запропоновано відмовитися від стробоскопічного перетворення та вимірювати затримки відбитих імпульсів за допомогою інтегрального перетворювача «час-код». Однак, якщо в резервуарі зберігаються два контрольні незмішуваних середовища (наприклад, нафта і підтоварна вода), то запропонована конструкція вимірювального перетворювача не дозволяє вимірювати рівень межі розділу цих середовищ (можливо вимірювання тільки загального рівня).

**Метою роботи** є вдосконалення рефлектометричного вимірювального перетворювача рівня на базі інтегрального перетворювача «час-код» для забезпечення можливості вимірювати не тільки загальний рівень, а також рівень межі розділу незмішуваних середовищ. Ця мета досягається за рахунок заміни зонduючого імпульсу типу «відеоімпульс» на зонduючий імпульс типу «перепад напруги».

Неможливість вимірювати рівень межі розділу незмішуваних середовищ вимірювальним перетворювачем, описаним у роботі [5], пов'язана з такими обставинами. Виявлення відбитого імпульсу засноване на порівнянні за допомогою компаратора напруги рефлектограми з напругою порога, що задається. При використанні зонduючого імпульсу типу «відеоімпульс» неможливо виявити всі відбиті імпульси на рефлектограмі, так як застосовуваний інтегральний перетворювач «час-код» здатний в даному випадку розрізняти відбиті імпульси тільки якщо часова затримка між ними становить досить велике значення. Це, у свою чергу, не дозволяє досягти поставленої мети.

Як вирішення зазначеної проблеми пропонується використовувати імпульс типу «перепад напруги» як зонduючий імпульс. Застосування такого типу зонduючого імпульсу дозволяє використовувати кілька порогів, кожен з яких призначений для виявлення «свого» імпульсу. При цьому доопрацювання схеми завдання напруги порога не потрібне.

Принцип дії запропонованого вимірювального перетворювача можна пояснити за допомогою діаграми роботи, наведеної на рис. 1.

Цикл виміру складається з трьох основних етапів. У кожному з них зонduючий імпульс запускає імпульс "Старт", який, у свою чергу, запускає інтегральний перетворювач "час-код" для початку вимірювання затримки відбитого імпульсу відносно зонduючого.

На першому етапі напруга порога встановлюється на відбитий імпульс 1 (поріг 1), що призводить до спрацювання компаратора та генерації імпульсу "Стоп". В результаті інтегральний перетворювач "час-код" вимірює час затримки відбитого імпульсу 1 відносно зонduвального імпульсу –  $t_1$ .

Аналогічно на другому та третьому етапі напруга порога встановлюється на відбиті імпульси 2 і 3 (пороги 2 і 3). При цьому, відповідно, вимірюються значення  $t_2$  і  $t_3$ .

Таким чином стає можливим вимір загального рівня та рівня межі розділу незмішуваних середовищ.

Для корекції вимірюваних значень пропонується ввести лінію затримки між попереднім формувачем і загострювачем генератора зонduючих імпульсів. Це дозволить генерувати імпульс "Старт" до генерації зонduючого імпульсу. При цьому виявлення зонduючого імпульсу можна проводити аналогічно виявленню відбитих імпульсів за допомогою завдання відповідного значення напруги порога. Це буде додатковий попередній етап, на якому буде виміряно час  $t_0$  (рис. 4), пов'язаний з лінією затримки. Вимірювання даного часу дозволить коригувати вимірювання при зміні температури навколишнього середовища.

Генерація перепаду напруги простіша, ніж відеоімпульсу, тому що потрібно сформувати лише фронт імпульсу. Це також дозволяє підвищити точність вимірів.

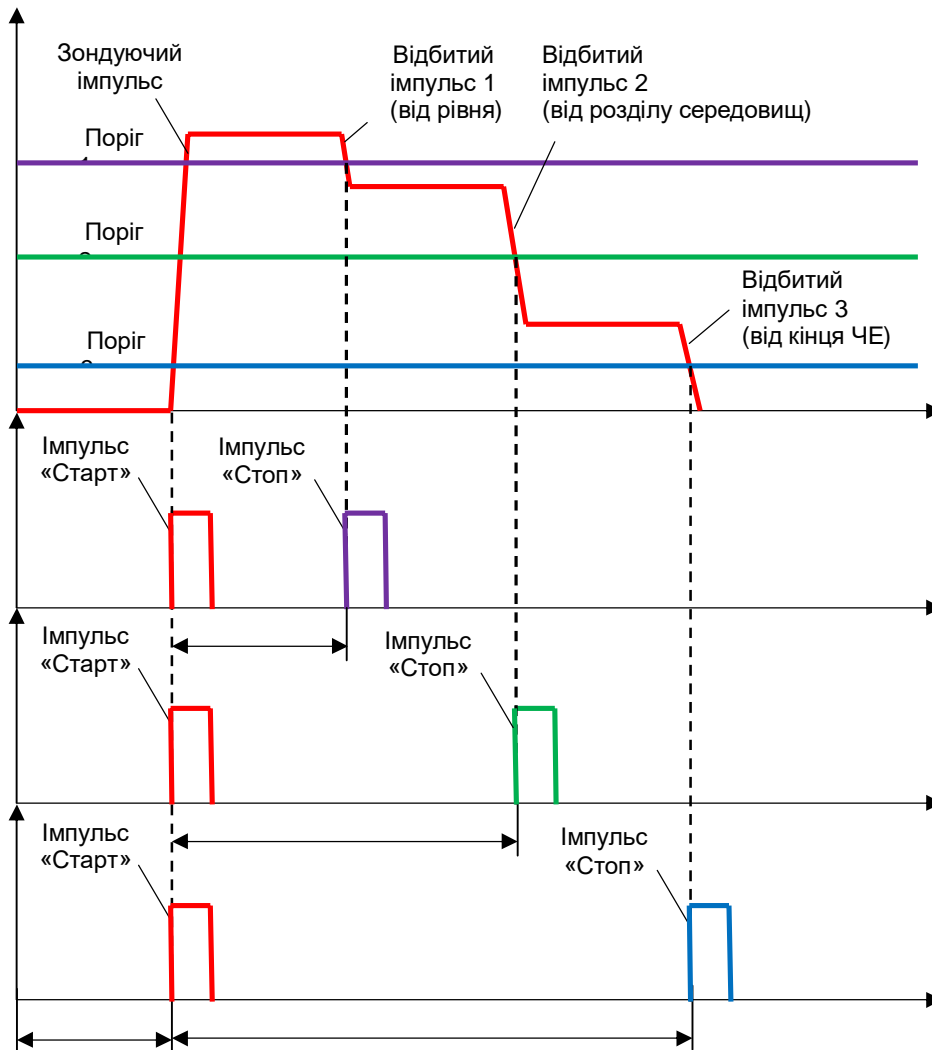


Рисунок 1 – Діаграма роботи вимірювального перетворювача рівня

**Висновки.** Запропоноване удосконалення вимірювального перетворювача дозволяє вимірювати не тільки загальний рівень, але також і рівень межі розділу незмішуваних середовищ. При цьому доопрацювання схеми завдання напруги порога не потрібно, а схема генерації зонduючого імпульсу спрощується. З'являється також можливість підвищення точності вимірювань необхідних параметрів.

#### Список використаних джерел

1. 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.
2. Zhukov Y.D., Gordeev B.N., Logvinenko Y.I., Prischepov E.O. Computerized maritime polymeric systems // Proc. of the 2-th International Conf. on Marine Industry (MARIND'98). – Varna (Bulgaria), 1998. – V. III. – P. 245-252.
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. Полиметрические системы: теория и практика : Монография / Ю.Д. Жуков, Б.Н. Гордеев, А.В. Зивенко, А.Ю. Грешнов, О.А. Зимица, В.Н. Чергинец, Е.О. Прищепов; под ред. Ю. Д. Жукова. – Николаев : Атолл, 2013. – 382 с.
5. Прищепов Є.О. Рефлектометричний перетворювач рівня на базі інтегрального перетворювача «час-код». Сучасні проблеми автоматики та електротехніки : матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції. – Миколаїв: НУК, 2023. – С. 42-45.

УДК 681.5.011

Демідов І. А.

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

**ПОБУДОВА ТРАЕКТОРІЇ РУХУ МРО З УРАХУВАННЯМ НЕВИЗНАЧЕНОСТЕЙ У ВИГЛЯДІ ПЕРЕШКОД**

Отримання оптимальної траєкторії руху для морських рухомих об'єктів (МРО), таких як кораблі, підводні човни, човни рятувальної служби тощо являється дуже важливою проблемою. Вона може допомогти зменшити витрати на паливо і ресурси, зменшити ризик зіткнення з іншими суднами або перешкодами у воді, ефективно спланована траєкторія дозволить скоротити час подорожі. Це особливо важливо у випадку військових операцій, пошукових та рятувальних дій або транспортування товарів, коли оптимізація часових проміжків дуже важлива. Також оптимізація траєкторії може сприяти зменшенню впливу на довкілля. Менше витрат палива означає менше викидів шкідливих речовин у атмосферу і менший негативний вплив на морський екосистему. Отже, отримання оптимальної траєкторії руху МРО у морському середовищі є ключовим елементом для забезпечення ефективності, безпеки та стійкості їхньої діяльності.

Проблема полягає у побудові траєкторії руху морського рухомого об'єкту (МРО) з урахуванням невизначеностей у вигляді статичних та динамічних перешкод.

Мета дослідження – розробка ефективної методології побудови траєкторії руху МРО в умовах появи статичних та динамічних перешкод.

До задач дослідження можна віднести: статичні перешкоди (берегова лінія, морські об'єкти без руху), динамічні перешкоди (судна, різного роду сміття), розробка математичних моделей для опису руху МРО в умовах непередбачуваності подальшої траєкторії, визначення методів побудови оптимальної траєкторії руху МРО. [1-2, 5]

У загальному вигляді для представлення місцевості може використовуватись віртуальна сітка, що складається з клітин однакової форми. Кожна клітинка визначається властивість, може бути вона пройденою чи ні. Рухомий об'єкт у цій схемі займає одну віртуальну клітинку [6]. Алгоритм зазвичай використовується для представлення 2D-простору.

Метод навігаційного графа (НГ) розглядає простір, як граф, у якому ребра графа з'єднують вершини (тривимірні точки). Спрощені варіанти його реалізації для поверхні наведені на рис. 1 і 2. Прийнято вважати, що усі ребра прохідні, тобто наш об'єкт може з них пройти і не зустріти своєму шляху якісь перешкоди. Завдання має такий вигляд — необхідно знайти вершину, яка буде найближчою щодо початкової точки і також знайти вершину і для кінцевої точки. Будується оптимальний шлях з урахуванням критерію мінімальної ваги.

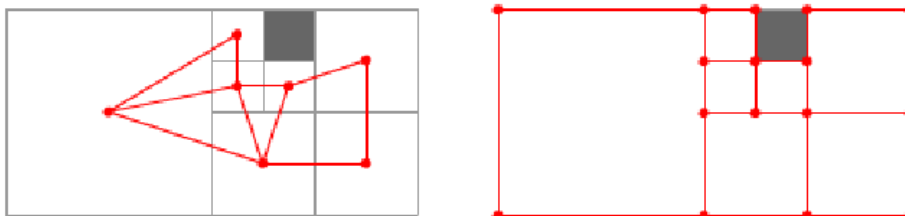


Рисунок 1 – Приклад навігаційних графів

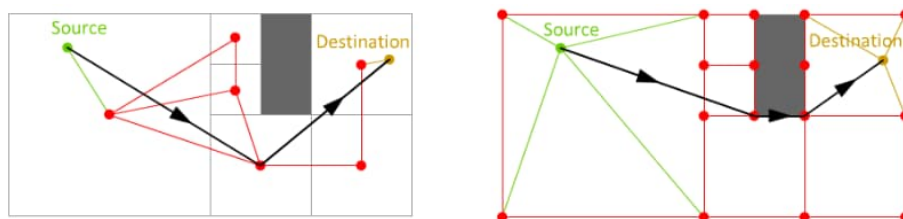


Рисунок 2 – Приклад використання навігаційних графів

До недоліків можна віднести:

- трудомісткість розрахунків, т.к., у певних ситуаціях кількість вершин графа велика;
- враховуючи наявність світі динамічних об'єктів, то у ситуації, коли цей об'єкт потрапляє на ребро НГ, немає жодного способу якісно прокласти оптимальний маршрут;
- враховується тільки один розмір об'єкта, а при переміщенні об'єктів різних розмірів (об'єкти, що рухаються) виникають труднощі, тому що розміщення вершин графа орієнтоване на один конкретний розмір об'єкта.

Для вирішення завдання пошуку оптимальної траєкторії можна розглядати метод використання графів для статичних об'єктів, що вже відомі (контури берегової лінії, острова та інші статичні конструкції). Цей метод допоможе у формуванні загальної найбільш оптимальної траєкторії.

Задля того, щоб покращити швидкість пошуку оптимального маршруту у русі можна розбивати такий маршрут на часові інтервали. Кількість розбивання буде залежати від довжини маршруту, швидкості МРО, кількості перешкод, що вже відомі.

Дослідження щодо непередбачуваності траєкторії полягає в тому, щоб динамічно (за допомогою ехолокатора) відстежувати і наносити на умовну віртуальну карту перешкоди, що можуть зустрітись на маршруті. В результаті порівняння віртуальних карт можна відстежити, які об'єкти є статичними, а які є динамічними. Якщо нова карта буде відрізнятися від вже існуючої, буде запущений процес перерахунку графу із урахуванням нової перешкоди. Для плавності переміщення МРО в умовах частих змін траєкторії можна застосувати кусочно-поліноміальну інтерполяцію, наприклад один із її видів - сплайн-функцію. Чим швидше рух МРО і швидше рух перешкоди, тим частіше потрібно перераховувати граф. Якщо віртуальні карти не відрізняються (перешкод не виявлено), МРО рухається тією ж траєкторією, що вже побудована. Комбінація цих методів дозволить отримати найбільш оптимальну і плавну траєкторію переміщення МРО.

Висновки. В результаті огляду навігаційного графу виявлені основні його недоліки у використанні. Запропоновано порівняння віртуальних карт для виявлення динамічних об'єктів. Комбінація методу перерозрахунку графу та використання сплайн-функції дозволить корегувати оптимальну траєкторію переміщення МРО в умовах, коли є велика різноманітність невизначеностей у акваторії.

#### Список використаних джерел

1. Меллінгер Д., Кумар В. Генерація та управління мінімальною траєкторією прив'язки для квадрокоптерів. 3: Міжнародна конференція IEEE з робототехніки та автоматизації 2011, Шанхай, Китай, 9–13 травня 2011 р.
2. Timchenko O.A. and Lebedev D.O. Algorithmic procedures synthesis of robust-optimal control for moving objects. Control Systems: Recent Developments in Automatic Control Systems. River Publishers, 2022. P. 289–323.
3. Нгуен Н.Т., Продан І., Стойкан Ф. та ін. Надійне нелінійне керування відстеженням траєкторії квадрокоптера за рахунок диференціальної нерівномірності. IFAC-PapersOnLine 2017; 50 (1): 6971-6976.
4. Чамседдін А., Чжан Й., Рабат К.А. та ін. Планування/перепланування траєкторії квадрокоптерного безпілотного літального апарату на основі площинності. Транзакції IEEE за аерокосмічними та електронними системами, 2012 р.; 48 (4): 2832-2848.
5. Тимченко, В. Л. «Оптимізація програмованих траєкторій стабілізації рухомих об'єктів на основі систем керування змінної структури». 2022. International Scientific Technical Journal "Problems of Control and Informatics", вип. 67, вип. 3, Червень 2023, с. 61-76, doi:10.34229/2786-6505-2022-3-5.
6. Pathfinding in 3d space — A\*, Theta\*, Lazy Theta\* in octree structure. — Текст: електронний / С.-М. Hung // Chia-Man Hung: [сайт]. — 2016. — URL: <https://ascane.github.io/assets/portfolio/pathfinding3d-report.pdf>

УДК 681.51

Горбов В. Ю.

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

#### РОБАСТНО-ОПТИМАЛЬНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ КВАДРОКОПТЕРОМ В РЕЖИМІ РУХУ ПРОГРАМОВАНОЮ ТРАЄКТОРІЄЮ ДЛЯ ЗАДАЧ МОНІТОРИНГУ МІСЦЕВОСТІ

**Актуальність.** Використання квадрокоптерів за програмованими траєкторіями є актуальною областю дослідження для сучасної науки. Важливою галуззю застосування автономних квадрокоптерів є моніторинг місцевості. Така задача знаходить свою цінність для різних сфер людської діяльності, таких як фото і відеоз'омка, промисловість, комерція, безпека, охорона природи та ін. Наприклад, дрони можуть бути використані для моніторингу посівних угідь, контролю за врожаєм, а також для рятувальних, правоохоронних та військових потреб [1-3]. Через відчутне збільшення впливу людської діяльності на довкілля стає все важливішим моніторинг стану навколишнього середовища. Автономні дрони можуть забезпечити швидкий та ефективний збір даних з великої території, дозволяючи точно визначати екологічні проблеми. Використання автономних дронів у сфері екологічного моніторингу дозволяє уникнути ризику для дослідників, що пов'язаний з роботою в складних та небезпечних умовах. Дрони можуть досліджувати недоступні або небезпечні місця, забезпечуючи безпеку та ефективність процесу моніторингу. Використання квадрокоптерів майже в усіх перелічених галузях пов'язане з такими основними проблемами як можлива недостатня точність управління, недостатня стабільність у польоті [4], складність роботи в умовах з поганою навігацією. Маневрування по заданій траєкторії в задачі моніторингу потребує високої точності керування для забезпечення збору якісних даних. Від системи керування вимагається забезпечення робастності об'єкту, так як необхідно враховувати випадковий вплив неконтрольованих (невимірних) дій на об'єкт керування, наприклад, вітру.

**Мета роботи:** аналіз особливостей застосування робастно-оптимальної системи керування квадрокоптером в режимі руху програмованою траєкторією для задач моніторингу місцевості.

Автономна навігація є важливим елементом для задач руху програмованими траєкторіями.

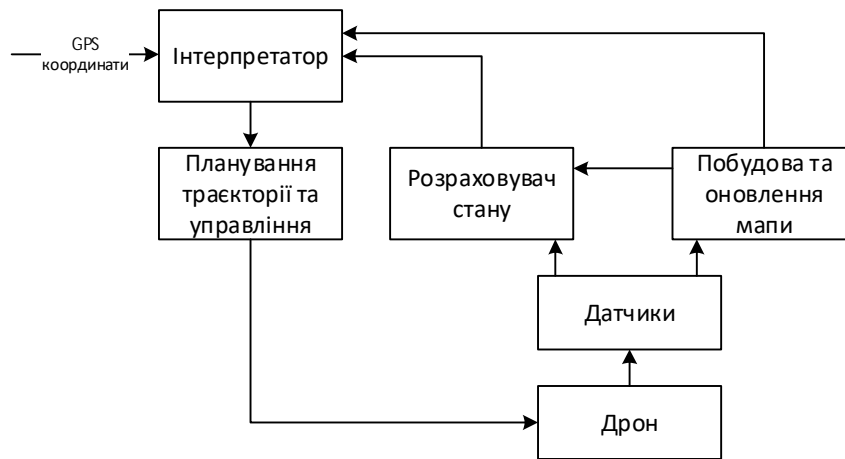


Рисунок 1 – Структура навігаційної системи

На рис. 1 зображена спрощена структура навігаційної системи для об'єктів керування з автономною навігацією. В якості бажаного стану задаються GPS-координати, які інтерпретуються відповідно побудованої віртуальної мапи навколишнього оточення в координати простору зрозумілі блоку планування траєкторії.

Оскільки задача моніторингу місцевості загалом вимагає точної стабілізації, проте в критичні моменти, як наприклад під час появи динамічної перекоди, система вимагає швидкого маневрування та алгоритму уникнення зіткнення для забезпечення безпеки дрона та обладнання, яке він переносить.

Зазвичай квадрокоптери управляються за допомогою ПІД-регулятора [5]. ПІД-регуляторам властиві робастні риси через наближене налаштування параметрів моделі, реагування на помилку та компенсації невизначеного збурення [6]. Проте через високі витрати енергії, вагомої чутливості до впливу параметричних шумів, появи інтегрального насичення та складність налаштування параметрів ПІД-регулятора при збільшенні кількості керованих змінних продовжується пошук більш ефективних систем управління. Формуючи вимоги до процесу управління або так звану бажану траєкторію руху об'єкта, управління ґрунтується на вирішенні зворотних завдань динаміки [7]. Оптимальність в даному випадку надає можливість зменшити енергетичні витрати за умови обмежених ресурсів або досягти бажаної швидкодії перехідних процесів системи керування. Таким чином спочатку створюється повна математична модель динаміки об'єкта керування з урахуванням інформації про навколишнє середовище. Потім відбувається синтез робастного контуру, в той час як синтез оптимального керування відбувається за допомогою класичного варіаційного обчислення, формування та вирішення багатовимірних крайових задач з функціями Лагранжа, або за допомогою використання рівняння Ріккати для критерію мінімуму витрат енергії [8]. До синтезу робастно-оптимальних систем можливо підійти, наприклад, використовуючи метод з використанням структурою з перемиканням керуючого впливу (рисунок 2). Такий метод включає в себе наступні етапи: планування програмованої траєкторії, визначення часів перемикання керуючих функцій, етап синтезу функцій керування [9].

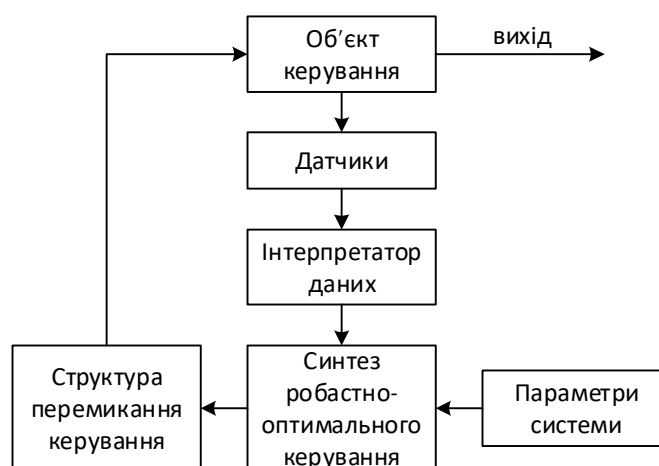


Рисунок 2 – Структура оптимальної системи автоматичного керування

Для руху за програмованою траєкторією використовуються певні принципи формулювання, такі як: формування з використанням поліноміальних форм та формування за допомогою експоненціальних форм [10]. Процес формування спрощується за допомогою обмеження лише першими членами ряду поліноміального представлення. Це також облегшує подальший синтез керування. Вимоги до оптимальності процесу керування, тип керування, значення граничних умов та обмеження на керуючий вплив виступають основними критеріями в формалізації виду поліноміальної траєкторії. Універсальним способом завдання граничних умов є точки



фазових траєкторії: рух до заданої точки в просторі, рух по послідовності точок заданої траєкторії або сукупність точок допустимої області [10]. Тому для планування траєкторії попередньо треба визначення шляху для руху у просторі. Цей шлях загалом матиме вигляд:

$$Path = \{(x_0, y_0, z_0), \dots, (x_n, y_n, z_n), \dots, (x_f, y_f, z_f)\} \quad (1)$$

Оскільки шлях для руху у просторі являє собою сукупність точок, то для моделювання руху по шляху будь-якої складності достатньо розглянути планування траєкторії руху від однієї точки до іншої при різних сценаріях:

- 1) Початок руху при нульових координатах та кінець руху при нульових координатах;
- 2) Початок руху при нульових координатах та кінець руху при ненульових координатах;
- 3) Початок руху при ненульових координатах та кінець руху при ненульових координатах;
- 4) Початок руху при ненульових координатах та кінець руху при нульових координатах.

Робастний контур також повинен забезпечити достатню ступінь стабілізації фінальної координати після завершення перехідного процесу.

**Висновки.** Розвиток та застосування квадрокоптерів, зараз є актуальною темою. Їх точність, стабільність та ефективність в задачах пов'язаних з моніторингом місцевості повинні забезпечуватися використанням відповідних систем керування, таких як під-регулятори або робастно-оптимальні системи. Розробка систем керування для руху за програмованою траєкторією – важлива задача для автономної навігації та автономних систем керування. Робастно-оптимальні системи надають певні переваги в обчисленні керуючих впливів та оптимальності перехідного процесу, тому представляють інтерес для подальшого розвитку та модернізації існуючих моделей, наприклад, для руху за довільним шляхом у просторі та стабілізації координат після завершення перехідного процесу.

#### Список літератури

1. Theory, Design, and Applications of Unmanned Aerial Vehicles || Historical Aspects of Unmanned Aerial Vehicles, Authors: Jha, A. R., DOI: 10.1201/9781315371191-2, Year: 2016, Volume: 10.1201/9781315371191
2. Theory, Design, and Applications of Unmanned Aerial Vehicles || Unmanned Aerial Vehicles for Military Applications, Authors: Jha, A. R., DOI: 10.1201/9781315371191-3, Year: 2016, Volume: 10.1201/9781315371191
3. K. W. Weng, Abidin M.S.B, "Design and Control of a Quad-Rotor Flying Robot For Aerial Surveillance," 4th Student Conference on Research and Development. Malaysia, pp.173-177, June 2006
4. Theory, Design, and Applications of Unmanned Aerial Vehicles || Electro-Optical, Radio-Frequency, and Electronic Components for Unmanned Aerial Vehicles Authors: Jha, A. R. DOI: 10.1201/9781315371191-4 Year: 2016
5. P. Salaskar, S. Paranjpe, J. Reddy, and A. Shah, "Quadcopter – Obstacle Detection and Collision Avoidance," *Int. J. Eng. Trends Technol.*, vol. 17, no. 2, pp. 84–87, 2014
6. Kada, Belkacem, and Y. Ghazzawi. "Robust PID controller design for an UAV flight control system." *Proceedings of the World congress on Engineering and Computer Science*. Vol. 2. No. 1-6. 2011
7. Bianchi, D.; Di Gennaro, S.; Di Ferdinando, M.; Acosta Lúa, C. Robust Control of UAV with Disturbances and Uncertainty Estimation. *Machines* 2023, 11, 352. <https://doi.org/10.3390/machines11030352>
8. Larin, V.B.: On Inversion of the Problem of Analytical Designing the Controllers. In: *Intern. Journal of Automation and Information Sciences*, NY, Begell house inc., vol. 36, issue 1, pp. 11–18 (2004) DOI: 10.1615/JAutomatInfScien.v36.i1.20
9. 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) <https://doi.org/10.1615/JAutomatInfScien.v51.i2.10>
10. Timchenko, Victor. (2022). OPTIMIZATION OF PROGRAMMED TRAJECTORIES OF MOVING OBJECT'S STABILIZATION BASED ON CONTROL SYSTEMS OF VARIABLE STRUCTURE. 67. 61-76. 10.34229/2786-6505-2022-3-5



**УДК 004.77***Іхсанов Ш. М., к.т.н., доц., Пустовий А. О., магістр**Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв***ДОСЛІДЖЕННЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ТА ЗАХИСТ ІНФОРМАЦІЇ В ТСП/ІР КОМУНІКАЦІЯХ**

У сучасному світі передача даних є одним з найважливіших аспектів суспільного та технологічного розвитку. Швидкість та ефективність передачі даних мають прямий вплив на різні галузі, включаючи комунікації, інформаційні технології, медичні дослідження, фінансові транзакції та багато інших. Тому, розуміння та оптимізація факторів, що впливають на швидкість передачі даних, має велике значення для досягнення високих показників продуктивності та надійності мереж зв'язку.

Було розглянуто три основних аспекти, що впливають на швидкість передачі даних: кількість пакетів, розбиття на блоки та розмір блоку, а також канал зв'язку. Кожен з цих аспектів має власний потенціал для впливу на продуктивність передачі даних, і детальний аналіз їх взаємозв'язку може привести до визначення оптимальних стратегій та налаштувань для підвищення швидкості та якості передачі [1].

Для досягнення поставленої мети дослідження, були використані різні методи та інструменти аналізу, включаючи виконання експериментів, обробку та аналіз отриманих даних.

**Метою роботи** є вивчення та аналіз існуючих методів вимірювання швидкості передачі та цілісності даних в ТСП/ІР комунікаціях, розробка та реалізація власної програми для вимірювання швидкості передачі та забезпечення цілісності даних, а також порівняння отриманих результатів з існуючими програмами.

**Існуючі програми для вимірювання швидкості передачі даних.** Існує безліч програм, які надають можливість перевірити швидкість Інтернет-з'єднання і отримати об'єктивну інформацію про якість з'єднання. Було розглянуто кілька популярних програм для вимірювання швидкості передачі даних, а саме Speedtest.net, NetSpeedMonitor і LAN Speed Test [2]. Звичайно, кожна програма швидкісного тестування має свої особливості, але загальна мета і принципи вимірювання швидкості передачі даних залишаються схожими. Такі програми зазвичай виконують наступні дії:

- встановлюється з'єднання між відправником і отримувачем в локальній мережі;
- генерується випадкові дані або використовуються задані тестові файли;
- випадкові дані або тестові файли передаються з відправника на отримувач;
  - вимірюється час, необхідний для передачі даних;
- обчислюється швидкість передачі даних шляхом поділу обсягу переданих даних на вимірний час передачі [3-4].

Розроблені програми пройдуть той самий шлях, але з урахуванням унікальних особливостей, які реалізуються через різні механізми передачі даних, виявлення помилок та контролю швидкості. Це допоможе досягти більшої точності та надійності вимірювання швидкості передачі даних. Буде використувано ТСП/ІР протокол для надійної передачі даних через мережу з гарантованою доставкою та виявленням помилок. Контроль швидкості також є важливим аспектом програми. Будуть включені механізми вимірювання часу, які дозволять визначити швидкість передачі даних з великою точністю.

**Створення програмного забезпечення.** Було розроблено клієнт-серверну систему з двох програм, яка дозволяє виміряти швидкість передачі даних та перевірити їх цілісність в ТСП/ІР комунікаціях. Обидві програми для передачі даних використовують протокол ТСП/ІР і технологію передачі даних через сокети. Деяке ускладнення системи виникає через розбиття в сокетах інформації, що передається, на невеликі блоки, причому кількість блоків розбиття та їхня довжина залежать від поточної якості каналу передавання даних.

Програма SpeedTestClient є клієнтською програмою, яка ініціює передачу тестових даних до сервера та реалізована в середовищі Matlab. Основні функції програми включають:

- встановлення з'єднання зі SpeedTestServer: SpeedTestClient встановлює з'єднання з сервером SpeedTestServer, що дозволяє ініціювати передачу даних в локальній мережі;
- генерацію тестових даних: SpeedTestClient генерує випадкові дані, які будуть передані через мережу;
- обчислення 4 байтного коду CRC і приписування в кінець масиву, за ним розташовується контрольне слово також із 4 байт для визначення на сервері кінця пакета;
- отримання від сервера відповіді про результат перевірки коду CRC вважається кінцем передавання інформації та вимірюється час, витрачений для передачі даних, і швидкість передачі даних.

В свою чергу програма SpeedTestServer є серверною програмою, яка приймає тестові дані від клієнтів та здійснює їх обробку. Програма реалізована мовою C++. Основні функції програми включають:

- безперервний прийом даних від SpeedTestClient: прийом блоків даних інформаційного пакета програми-клієнту до виявлення ознаки кінця пакета (контрольне слово);
- перевірка цілісності прийнятих даних по коду CRC і надсилання результату клієнту;
- виведення інформації на вікно програми.

Обидві програми, SpeedTestClient і SpeedTestServer дозволяють вимірювати швидкість передачі даних в реальному часі та перевіряти їх цілісність, що є важливими аспектами при оцінці якості мережевого з'єднання.

Для обчислення коду 4-х байтного CRC були використані окремі програми для мов програмування C++ та MATLAB. Програма для мови C++ була розроблена кандидатом технічних наук, доцентом Іхсановим Ш.М.

в 1989 году і успішно використовується в багатьох додатках. Для використання в середовищі MATLAB був взятий надійний код для обчислення коду CRC з публічного джерела в Інтернеті [5].

**Експериментальне дослідження реальних каналів передавання інформації.** Для дослідження було обрано три канали передавання даних:

- Миколаїв – Ужгород (~750 км);
- Миколаїв – с. Козирка Миколаївської області (18 км);
- Ужгород – с. Козирка (~745 км).

Перш за все, розроблені програми було перевірено під час запуску сервера і клієнта на одному ПК. Використовувалося багаторазове передавання випадково генерованих пакетів довжиною 64520 байт. У цьому випадку використовується ідеальний фізичний канал через системну шину ПК. У всіх сеансах передачі збоїв у роботі програм не зафіксовано. Код CRC на сервері та клієнті завжди збігався. Штучна зміна інформації в одному байті в програмі клієнта (Matlab) після обчислення коду CRC завжди фіксувала збій, як показано на рисунку 1.



Рисунок 1 – Результат програми-сервера у разі збою

Результат програми-клієнта у разі збою: numberOfBlocks = 1, ArrLength = 64520, CRC = B04D01EC, Bad CRC, Speed rate: 26.57 MBitps

Незважаючи на ідеальність каналу, передача на одному з ПК здебільшого здійснювалася трьома блоками (операційна система Windows 7), зрідка фіксували передачу одного пакета без розбиття. На іншому ПК (операційна система Windows 10) передачі здійснювалися без розбиття на блоки (рис. 2). Зафіксовано максимальну швидкість передачі 15.75 Мбіт/с.



Рисунок 2 – Результат програми-сервера при передачі 100 пакетів інформації на ОС Windows 10

Результат програми-сервера при передачі 100 пакетів інформації на ОС Windows 10: NumberOfBlocs = 100, ArrLength = 6452000, CRC = A74377B2, CRC OK, Speed rate: 15.75 MBitps. Результати передавання інформації між віддаленими пунктами наведено в таблиці 1.

В якості початкового матеріалу використовувалася інформація, що видається сервером і клієнтом, показана на рис. 3 в одному із сеансів для каналу Ужгород - Миколаїв.

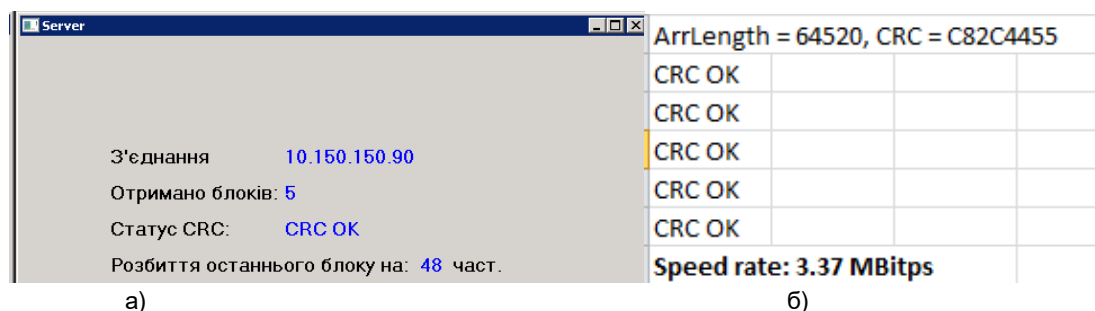


Рисунок 3 – Результат програми-сервера (а), результат програми-клієнта (б) при передачі 5 пакетів інформації

Таблиця 1 – Результати передавання інформації між віддаленими пунктами

Канал зв'язку	Кількість пакетів	Розбиття на блоки	Середня швидкість (Мбіт/с)	Середня довжина блоку (Кбайт)
м. Ужгород – с. Козирка	1	30, 31, 33	1,12	2,08
м. Ужгород – с. Козирка	10	30, 34, 36	2,79	
м. Ужгород – с. Козирка	100	28, 30, 21	3,18	
с. Козирка – м. Ужгород	1	48, 47, 47	1,23	1,33
с. Козирка – м. Ужгород	10	48, 47, 48	2,62	
с. Козирка – м. Ужгород	100	48, 47, 48	3,15	
м. Ужгород – м. Миколаїв	1	48, 48, 48, 48, 48, 31	1,74	1,36
м. Ужгород – м. Миколаїв	5	48, 46, 48	3,47	
м. Ужгород – м. Миколаїв	10	48, 47	4,22	
м. Ужгород – м. Миколаїв	20	48	4,44	
м. Ужгород – м. Миколаїв	100	48	4,73	
м. Миколаїв – м. Ужгород	1	48	1,87	1,37
м. Миколаїв – м. Ужгород	10	48	3,62	
м. Миколаїв – м. Ужгород	100	42	4,90	
с. Козирка – м. Миколаїв	1	30, 28, 25, 19, 27, 29	3,05	2,91
с. Козирка – м. Миколаїв	5	18, 18, 18	5,25	
с. Козирка – м. Миколаїв	10	19, 17, 18	5,47	
с. Козирка – м. Миколаїв	100	16	6,19	
м. Миколаїв – с. Козирка	1	17	1,78	3,64
м. Миколаїв – с. Козирка	10	19	5,74	
м. Миколаїв – с. Козирка	100	16	6,93	

Зазначимо, що в усіх сеансах віддаленого передавання інформації збоїв у роботі розроблених програм сервера/клієнта і збоїв за CRC не зафіксовано. Як добре видно з таблиці 1, на нижніх рівнях мережевих програм успішно працює адаптивна система вибору довжини переданого за раз блоку інформації. Правильність передачі блоку на цих рівнях, безумовно, контролюється тими самими кодами CRC. У разі збою інформації в блоці він передається повторно. У проведених сеансах зв'язку адаптивно обрана довжина блоку в середньому становила від 1.3 до 4 Кбайт, тобто інформація для досліджених каналів передавалася не великими порціями, що, мабуть, характерно для роботи більшості каналів в Інтернеті. Максимальна кількість блоків розбиття пакета завдовжки 64520 байт становила 48, мінімальна - 16.

У всіх сеансах зв'язку зафіксовано відносно невелику швидкість передачі від 1.12 до 6.93 Мбіт/с. Тут необхідно врахувати, що час завершення передачі фіксується на клієнтській частині після отримання інформації від сервера про результат CRC-контролю. Така інформація надходить окремо за кожним пакетом, отже, швидкість, що обчислюється, дещо занижена. Близькі, але дещо вищі швидкості фіксуються штатною утилітою Windows ping.exe. На рис. 4а наведено вимірювання швидкості каналу Ужгород - Миколаїв за використання в утиліті пакетів тієї самої довжини 64520 байт, що й у розроблених програм.

За результатами трьох сеансів вимірювання середня швидкість склала 2.32 Мбіт/с. Відповідно до таблиці 1 для цього каналу зафіксовано швидкість 1.74 Мбіт/с при передачі одного пакета.

Як і в сеансах зв'язку з таблиці 1, утиліта ping.exe для каналу с. Козирка - Миколаїв. Козирка - Миколаїв (рис. 4б) видає дещо більші значення швидкості передачі. За результатами трьох сеансів вимірювання середня швидкість склала 4.88 Мбіт/с. Відповідно до таблиці 1 для цього каналу зафіксовано швидкість 3.05 Мбіт/с при передачі одного пакета.

```

D:\0001>PING.EXE 10.100.102.252 -l 64520
Обмен пакетами с 10.100.102.252 по с 64520 байтами данных:
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=281мс TTL=127
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=133мс TTL=127
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=567мс TTL=127
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=138мс TTL=127

Статистика Ping для 10.100.102.252:
  Пакетов: отправлено = 4, получено = 4, потеряно = 0
  (0% потерь)
  Приблизительное время приема-передачи в мс:
  Минимальное = 133мсек, Максимальное = 567 мсек, Среднее = 279 мсек

C:\Users\MSI>ping.exe 10.100.102.252 -l 64520
Обмен пакетами с 10.100.102.252 по с 64520 байтами данных:
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=61мс TTL=127
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=61мс TTL=127
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=280мс TTL=127
Ответ от 10.100.102.252: число байт=64520 время=58мс TTL=127

Статистика Ping для 10.100.102.252:
  Пакетов: отправлено = 4, получено = 4, потеряно = 0
  (0% потерь)
  Приблизительное время приема-передачи в мс:
  Минимальное = 58мсек, Максимальное = 280 мсек, Среднее = 115 мсек

```

а) б)  
Рисунок 4 – Вимірювання швидкості каналу Ужгород – Миколаїв (а),  
вимірювання швидкості каналу с. Козирка - Миколаїв (б)

На завершення аналізу експериментів наведемо залежність швидкості передавання від обсягу переданої інформації (кількість пакетів, що передається в безперервному циклі, рис. 5) для каналів Миколаїв - Ужгород і Миколаїв - Козирка.

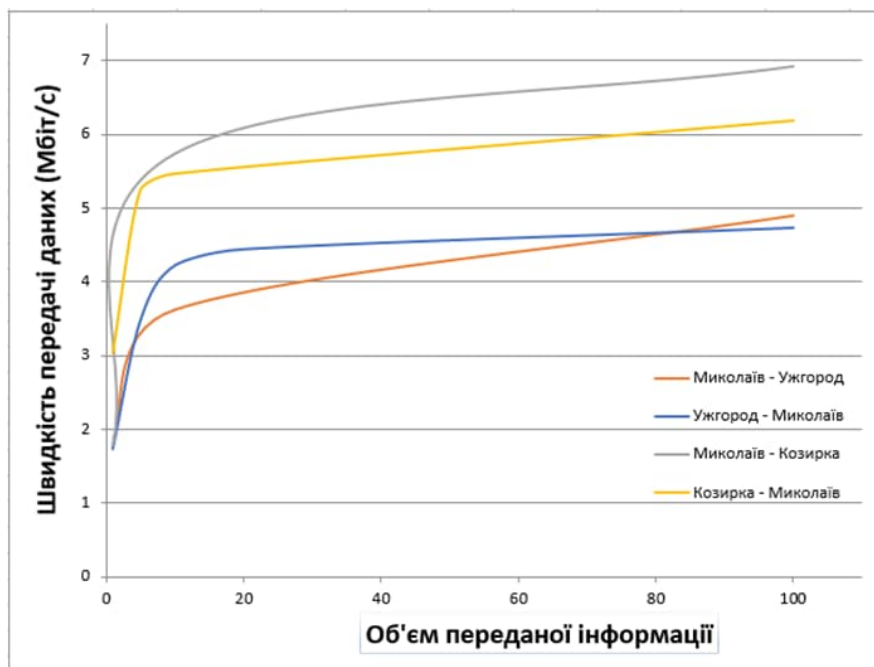


Рисунок 5 – Залежність швидкості передачі від обсягу переданої інформації

Як бачимо з графіків, під час передавання в безперервному циклі великої кількості пакетів, швидкість передавання значно зростає. Так перехід від одного пакета до 100 пакетів збільшує середню швидкість у 2-3 рази, причому основне збільшення швидкості реалізується вже при 10 пакетах. Пояснюється це відносним зменшенням витрат часу на формування і передачу на одиницю інформації при збільшенні переданого обсягу пакета (розбиття на блоки, формування заголовка блоку, обчислення коду CRC, по-будова циклів тощо).

**Висновки.** За результатами експериментального дослідження реальних каналів передавання даних Миколаїв - Ужгород - с. Козирка можна сформулювати такі висновки:

- у всіх сеансах зв'язку розроблена система клієнт/сервер працювала без збоїв, що свідчить про правильність закладеної логіки роботи і добрий ступінь налагодженості. Збоїв по CRC не зафіксовано;
- підтверджено, що в мережах за протоколом TCP/IP успішно працює адаптивна система вибору довжини переданого за раз блоку інформації. Максимальна кількість блоків розбиття пакета завдовжки 64520 байт становила 48, мінімальна - 16, відповідно, довжина блоку в середньому становила від 1.3 до 4 Кбайт, тобто інформація для досліджених каналів передавалася не великими порціями, що, очевидно, характерно для роботи більшості каналів в Інтернеті;
- у всіх сеансах зв'язку зафіксовано відносно невелику швидкість передачі від 1.12 до 6.93 Мбіт/с;
- досліджено також залежність швидкості передачі від обсягу переданої інформації. Під час передавання в безперервному циклі великої кількості пакетів, швидкість передавання значно зростає. Перехід від одного пакета до 100 пакетів збільшує середню швидкість у 2-3 рази, причому основне збільшення швидкості реалізується вже при 10 пакетах.

#### Список використаних джерел

1. Таненбаум Е., Везеролл. Комп'ютерні мережі. 5-е вид., 2012.
2. Програми для вимірювання швидкості інтернету [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://uk.soringpcrepair.com/internet-speed-measuring-software/>
3. Майданюк В. П. Кодування та захист інформації. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2009. - 164 с.
4. Вернер М. Основи кодування. Підручник для ВНЗ, 2004. - 288с.
5. CRC-32 Computation Algorithm [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/49518-crc-32-computation-algorithm>

## СЕКЦІЯ 1. ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ

УДК 621.314.621

Бабкін Г. В., к.т.н., Овсянников В. М., к.т.н.

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

### ВТІЛЕННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ В ПОТУЖНУ СИЛОВУ ЕНЕРГЕНІКУ

#### Вступ

Як відомо, комерційна електрифікація морських суден розпочалася у 1880-х роках за допомогою системи постійного струму. Першим прикладом використання електричного струму було на борту SS Columbia. Вже потім популярність системи електричного розподілу змінного струму призвела до переходу на дану систему на практично всіх сучасних судах. Нині більшість судів працюють з урахуванням дизель-електричної системи. При цьому бортові дизель-генераторні агрегати генерують енергію змінного струму загальної шини змінного струму ГРЩ. І всі суднові електроприводи живляться від цих шин.

Однак останнім часом знову відновився інтерес до переходу на дизель-електричні системи постійного струму. І викликано це тією обставиною, що морські судна значно покращують електричні характеристики та забезпечують економію палива [3 – 12].

У цій роботі наведено оцінки поліпшення, отримані під час переходу морських суден на систему постійного, з погляду електричних та експлуатаційних характеристик роботи генератора. Наведено огляд типової електричної системи змінного струму, що використовується в даний час. Подано модифікацію системи на основі постійного струму. Також обговорюється проблема синхронізації кількох генераторів та усунення шкідливих гармонік. Дається обговорення характерних переваг переходу на систему постійного струму, а також потенційних проблем, що при цьому виникають. Розглядаються як симетричне, і асиметричне використання генератора. І розраховується потенційна економія палива для судна.

#### Основна частина

Використання повністю електричних чи гібридних дизель-електричних систем на борту морських суден у цей час є звичайним явищем. Більшість круїзних лайнерів є повністю електричними, що означає, що вони використовують лише електричні силові приводи без механічного зв'язку між бортовими генераторами та силовими приводами [4]. Деякі морські судна, наприклад, судна забезпечення платформ, судна для дайвінгу та контейнеровози використовують дизель-електричні силові установки. Ці судна мають механічні силові приводи, що використовуються під час операцій на великій дальності, з постійною швидкістю, так і електричні силові приводи, які використовуються для операцій маневрування на низьких швидкостях. Переваги електричних приводів численні. До них відносяться [5]:

- поліпшена ефективність генераторів;
- підвищена ефективність силових приводів при низькому навантаженні та низькій швидкості;
- швидший динамічний відгук;
- зменшена вага та об'єм електрообладнання;
- гнучкість розміщення обладнання.

Нині морські судна переважно працюють у системі розподілу змінного струму. Проте зростає інтерес до переходу на систему розподілу постійного струму.

У цій статті розглядається модифікація системи розподілу змінного струму, яка нині застосовується на морських судах, в систему розподілу постійного струму, необхідні зміни обладнання, поліпшення електричних характеристик та потенційна економія палива в кількох режимах роботи.

У найпростішому випадку для пасажирського судна [10] електрична система змінного струму (LVAC) може бути представлена в такому вигляді (рис. 1).

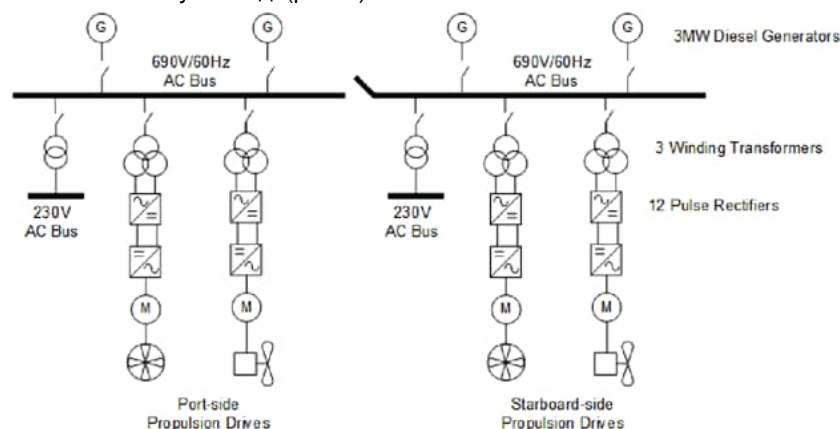


Рисунок 1 - Низьковольтна електрична система змінного струму (LVAC)



Загальна потужність генерації для цього судна становить 12 МВт, що забезпечує чотири електроприводи, а також зберігання, обслуговування вантажів на борту судна. Існують дві шини змінного струму з напругою 690, які можна підключити, закривши шинну стяжку між двома шинами. Це дозволяє передавати потужність між левобортним та правобортним генератором на електроприводи та обслуговувати навантаження з будь-якої сторони судна. Електроприводи одержують живлення від шини змінного струму (690В). Потім живлення трифазного змінного струму подається через триобмотувальний трансформатор з конфігурацією зірка-зірка-трикутник, за яким слідує 12-імпульсний діодний мостовий випрямляч. Потім електродвигун приводиться в рух за допомогою приводу з регульованою швидкістю, який забезпечує роботу зі змінною швидкістю і змінним моментом, що крутить. Робочі навантаження також живляться від шини змінного струму (690 В), яка являє собою понижувальний трансформатор, що знижує змінну напругу з 690 В до більш зручного однофазного джерела живлення 230 В або трифазної напруги 440 В. Ці навантаження включають освітлення, навігаційне механізми та охолоджуючі насоси.

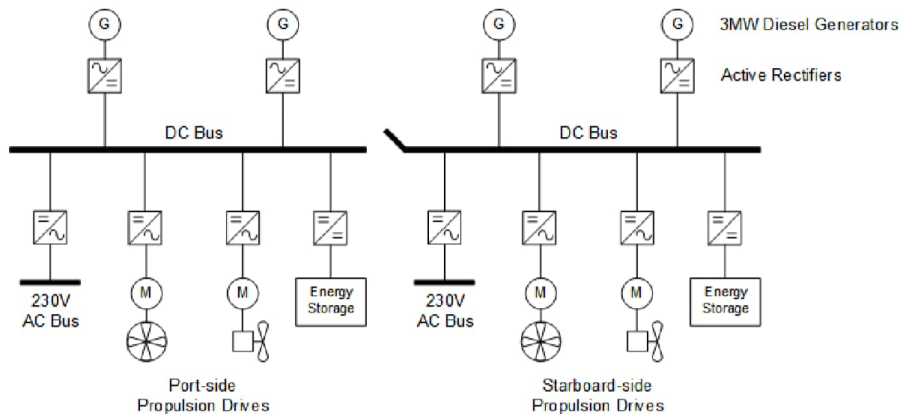


Рисунок 2 – Низьковольтна електрична система постійного струму (LVDC)

На рис. 2 наведено низьковольтна електрична система постійного струму (LVDC), яка може замінити існуючу систему LVAC. Основна відмінність між системами LVDC і LVAC - це перехід від шини змінного струму 690 до шини постійного струму 1 кВ. Оскільки генератори залишаються незмінними, залишаються й активними вхідні (AFE) перетворювачі, які виконують функції перетворення вироблених напруг змінного струму в постійний. Оскільки напруга на шині тепер постійна, для живлення електроприводів більше відпадає необхідність використання трьох обмоткових трансформаторів та 12-імпульсного випрямляча. Електропривод з регульованою швидкістю тепер вживає енергію безпосередньо від шини постійного струму 1 кВ. Однак зараз для робочих навантажень потрібні інвертори. Вони безпосередньо замінюють понижуючі трансформатори, що були у системі LVAC. Однофазні та/або трифазні навантаження можуть забезпечувати живлення від шини постійного струму. Завдяки шині постійного струму підключення елементів накопичення енергії, таких як батареї, тепер є життєздатним.

Система 12-імпульсного перетворення дозволяє зменшити 5-у та 7-у гармоніки, які зазвичай виникають при використанні пасивних випрямлячів. Це зменшення є обов'язковим для відповідності морським стандартам загального гармонійного спотворення (THD) на шині змінного струму. Однак навіть із зменшенням гармонік за допомогою трьох обмотувального трансформатора та 12-імпульсного випрямляча струм THD залишається високим, особливо при низьких навантаженнях.

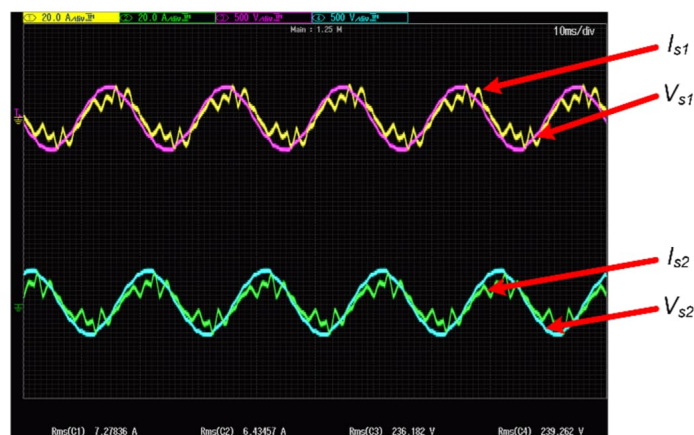


Рисунок 3 – Звичайні форми сигналів, котрі мають місто в 12-пульсній системі випрямлення: вихідна напруга  $V_{dc}$ , струм навантаження  $I_s$  та напруга джерела  $V_s$

Як бачимо на рис. 3, джерело струму  $I_s$ , спотворений гармоніками. Ідеальна форма хвилі для  $I_s$  зазвичай синусоїдальна, тобто така сама форма хвилі, що і для напруги джерела  $V_s$ , щоб мінімізувати вироблення реактивної потужності. Виробництво реактивної потужності співвідноситься з втратами енергії, які знижують ефективність палива морського судна.

Для системи LVDC використання перетворювачів AFE вигідно, оскільки є активними перетворювачами, які можуть керувати потоком активної і реактивної потужності. Існують і добре зарекомендували себе дослідження для їх методів управління [8, 9], які можуть мінімізувати поточну гармоніку та покращити THD.

На рис. 4 показані вхідні напруги та струми для перетворювача AFE з тим самим профілем навантаження, що і у випадку на рис. 3. Вхідні струми демонструють менше спотворення порівняно з випадком на рис. 3. Хоча є високочастотні гармоніки, які легко фільтруються з використанням низькочастотних L- або LCL-фільтрів [10].

Порівнюючи осцилограми, показані на рис. 4, можна зробити висновок, що система на основі AFE демонструє кращу якість електроенергії. Перехід від системи LVAC до системи LVDC призводить до зниження THD, що зменшує втрати електричної системи, тим самим покращуючи паливну ефективність всієї системи.

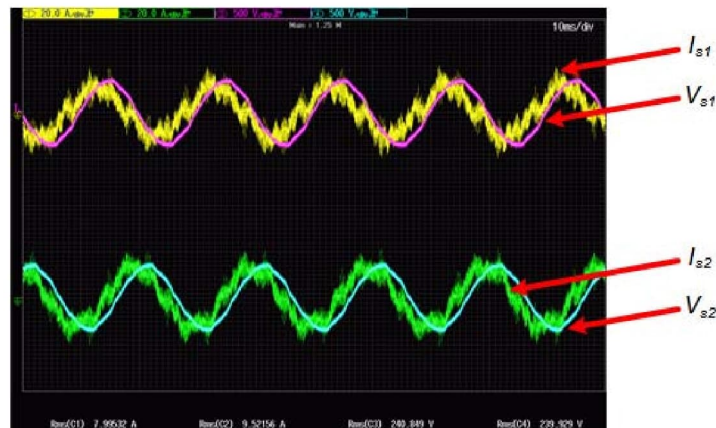


Рисунок 4 – Напруги та струми для перетворювача AFE: осцилограми двох фаз в трифазній системі

Переваги використання перетворювачів AFE в системах LVDC A4. При використанні перетворювачів AFE в системах LVDC генератори більше не повинні обертатися з певною швидкістю для синхронізації із загальною шиною постійного струму, на відміну від систем LVAC, які мають фіксовані частоти шини змінного струму, які зазвичай становлять 50 Гц або 60 Гц. Завдяки цьому додатковому ступеню свободи генератори можуть працювати в більш ефективних режимах, що підвищує економіку палива судна.

Крім того, поточний розподіл вироблення електроенергії між генераторами виконується на основі рівного навантаження, тобто загальна потреба в навантаженні ділиться на загальну кількість генераторів, що підключені до мережі. Тим не менш, було виявлено, що це не ефективний метод витрачання палива, і в даний час ведуться дослідження щодо оптимізації планування роботи генератора для підвищення ефективності використання палива [11].

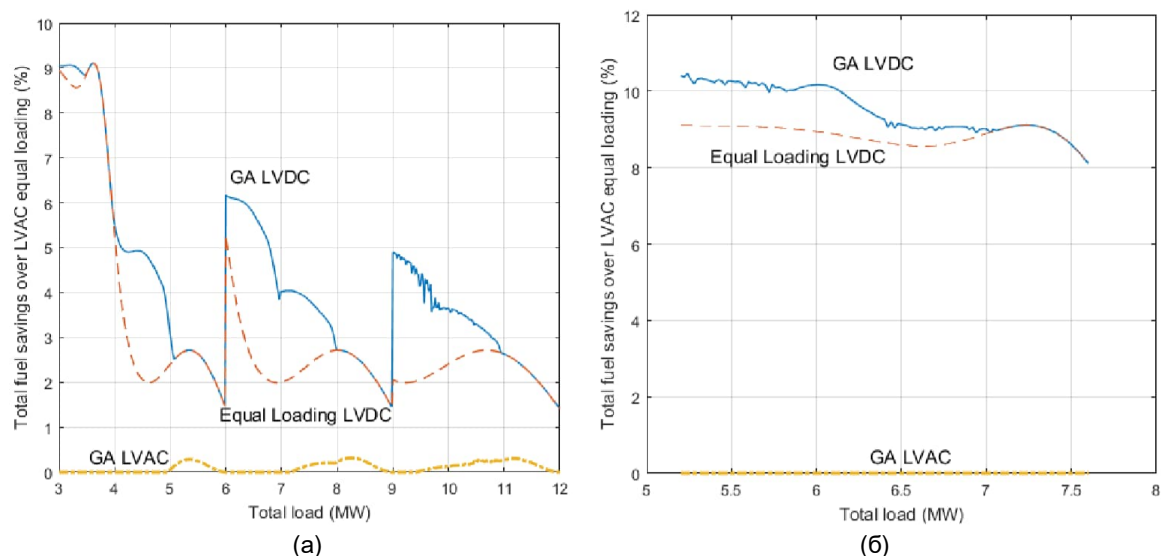


Рисунок 5 – Економічні показники по паливу для систем LVAC і LVDC для нормальної (а) і аварійної (б) роботи енергетичної системи при динамічному позиціонуванні судна [12]

Економія палива, отримана за рахунок переходу від системи LVAC до однієї системи LVDC, є істотною. Це без використання методів для оптимізації планування генератора і метод рівного завантаження, який використовується в даний час, зберігається. Як показано на рис. 5(a), економія палива становить від 1,5% до 9% порівняно з застосовуваною в даний час системою LVAC при нормальній роботі.

Використання генетичного алгоритму (GA) було запропоновано оптимізації планування генератора [12]. Стосовно систем LVAC і LVDC можна помітити, що економія палива значно вища для системи LVDC, як показано на рис. 5. З системою LVAC економія палива значною мірою незначна, у своїй лише конкретні навантаження генератора досягають 0,4%. економія пального. При використанні системи LVDC, оптимізованої для GA, середня економія палива по всьому діапазону навантаження покращується порівняно із системою LVDC з рівним розподілом.

У режимі динамічного позиціонування економія палива, що виникає в результаті переходу на систему LVDC, також є значною, в діапазоні від 8 до 9% при нормальній роботі, як показано на рис. 5 (b). Коли використовується оптимізація GA, економія палива зростає ще більше – до 8-10,5%. Це особливо важливо при низьких навантаженнях, коли оптимізація за допомогою GA може правильніше розподілити навантаження на всі робочі генератори для досягнення загальної більш високої ефективності використання палива.

Тому очевидно, що перехід на систему LVDC призводить до економії палива завдяки можливості роботи генератора зі змінною швидкістю. Це незалежно від того, чи використовується метод розподілу з однаковим навантаженням або методика планування генератора, оптимізована для GA, для кількох генераторів.

### Висновки

1. Нині зростає інтерес до переходу електроенергетичних систем на основу постійного струму через потенційні переваги в електричних характеристиках та ефективність використання палива. Було продемонстровано, що струм, що споживається від шини змінного струму, містить гармоніки низького порядку для типових 12 імпульсних систем змінного струму.

2. У системах постійного струму використання випрямлячів AFE усуває ці гармоніки низького порядку і натомість створює гармоніки високого порядку, які можна легко відфільтрувати за допомогою пасивних фільтрів нижніх частот. Тому якість струму генератора найкраще для системи постійного струму. Завдяки загальній шині постійного струму генератори тепер можуть працювати зі змінною швидкістю, що підвищує економію палива.

3. Це ще більш важливо, коли застосовуються асиметричні методи планування генератора, такі як GA для мінімізації споживання палива генераторами.

4.3 точки зору якості електроенергії та ефективності використання палива морські судна майбутнього можуть бути економічно ефективними з покращеними електричними характеристиками завдяки використанню систем на основі постійного струму.

### Перелік використаних джерел

1. J. P. Barrett, *Electricity at the Columbian Exposition*. R. R. Donnelley & Sons Company, 1894.
2. M. Guarnieri, "The Beginning of Electric Energy Transmission: Part One [Historical]," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 1, pp. 50-52, 2013.
3. E. Skjong, R. Volden, E. Rodskar, M. Molinas, T. Johansen, and J. Cunningham, "Past, Present and Future Challenges of the Marine Vessel's Electrical Power System," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2016.
4. M. R. Patel, *Shipboard Electrical Power Systems*. CRC Press, 2012.
5. S. J. Dale, R. E. Hebner, and G. Sulligoi, "Electric Ship Technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 12, pp. 2225-2228, 2015.
6. F.D. Kanellos, G.J. Tsekouras, and J. Prousalidis, "Onboard DC grid employing smart grid technology: challenges, state of the art and future prospects," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 5, no. 1, pp. 1-11, 2015.
7. Z. Jin, G. Sulligoi, R. Cuzner, L. Meng, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Next-Generation Shipboard DC Power System: Introduction Smart Grid and dc Microgrid Technologies into Maritime Electrical Networks," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 45-57, 2016.
8. J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 5-22, 2005.
9. T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, 1998.
10. M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, 2005.
11. M. Chai, B. D. Reddy, L. Sobrayen, S. K. Panda, D. Wu, and X. Chen, "Improvement in efficiency and reliability for diesel- electric propulsion based marine vessels using genetic algorithm," in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC AsiaPacific)*, 2016, pp. 180-184.
12. M. Chai et al., "Fuel-efficient low-voltage DC architecture for diesel-electric diving support vessels," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 4413-4418.

## УДК 621.436

Чекунов В. К., Новоградський С. М., к.т.н., доцент

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

## ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ У ГРЕБНІЙ ЕЛЕКТРИЧНІЙ УСТАНОВЦІ ЗМІННОГО СТРУМУ

Деякі перехідні процеси в ГЕУ змінного струму можна розраховувати по формулах для сталого режиму роботи. Порозумівається це тим, що момент інерції гребного двигуна з валопроводом і гребним гвинтом великий. Тому процес пуску або реверса триває 8...30 секунд при незмінному форсованому збудженні синхронних генераторів.

Для полегшення процесу пуску й реверса частоту обертання синхронних генераторів (СГ) у відносних одиницях зменшують до  $\varpi = \omega_1 / \omega_{1H} = 0,3$ .

Якщо зневажити активним опором фази СГ ( $r_1 \approx 0$ ), то з векторної діаграми СГ (рис. 1) одержуємо величину фазної вихідної напруги у відносних одиницях "системи  $X_{ad}$ ", застосовуваної в системі рівнянь теорії Парка-Горева

$$\bar{u}_1 = \varpi \sqrt{(\bar{X}_{ad} \bar{i}_{f0} - \bar{X}_d \bar{i}_d)^2 + \bar{X}_q^2 \bar{i}_q^2} = \bar{z}_\Pi \bar{i}_1, \quad (1)$$

$$\text{де } \bar{X}_d = \bar{X}_{ad} + \bar{X}_{1Г}; \bar{X}_q = \bar{X}_{aq} + \bar{X}_{1Г}; \bar{z}_\Pi = \sqrt{r_\Pi^2 + \varpi^2 \bar{X}_\Pi^2};$$

$\bar{i}_{f0}$  – форсований струм збудження СГ, в.о.;

$\bar{i}_d, \bar{i}_q$  – поздовжня й поперечна складова струму статора СГ, в.о.;

$\bar{i}_1$  – фазний струм СГ, в.о.;

$\bar{X}_{ad}, \bar{X}_{aq}$  – індуктивний опір реакції якоря по поздовжній і поперечній осях СГ, в.о.;

$\bar{X}_{1Г}$  – індуктивний опір розсіювання фази СГ, в.о.;

$\bar{z}_\Pi$  – повний еквівалентний опір навантаження, в.о.

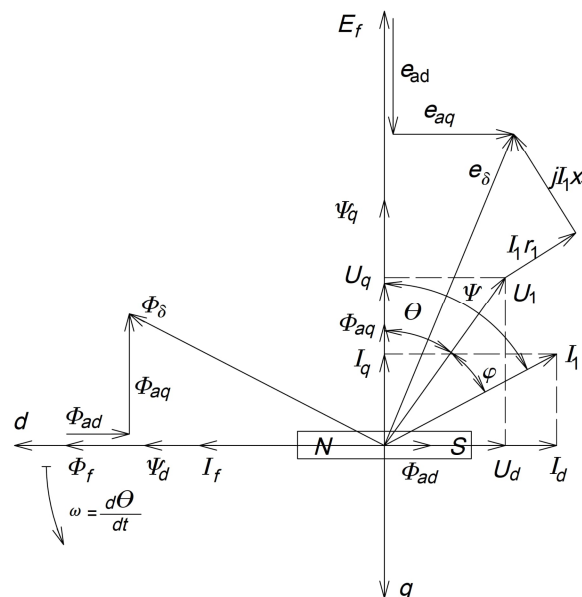


Рисунок 1 – Векторна діаграма синхронного генератора

Величину  $\bar{i}_{f0}$  визначаємо по характеристиці холостого ходу СГ, знятої при  $\varpi = 1$ , якщо відомо форсоване значення струму збудження (або сила, що намагнічує, збудження) і відповідне йому значення фазної ЕРС  $E_1$ . Величина струму збудження в режимі холостого ходу

$$\bar{i}_{f0} = \frac{E_1}{\sqrt{2} U_{1H} \varpi \bar{X}_{ad}},$$

$$\text{де } \bar{X}_{ad} = \frac{E_1}{I_{кз} Z_{1б}} - \bar{X}_{1Г};$$

$$Z_{1б} = \frac{U_{1H}}{I_{1H}} - \text{базисний опір, Ом};$$

$$I_{кз} = \frac{i_{f0}}{i_{fH}} \cdot \text{ВКЗ} \cdot I_{1H} - \text{струм короткого замикання при струмі збудження } i_{f0}; \quad i_{f0} - \text{форсований струм}$$

збудження, якому по характеристиці холостого ходу відповідає ЕРС  $E_1$ ;

$$i_{fH} - \text{струм збудження, якому по характеристиці холостого ходу відповідає ЕРС } E = U_{1H};$$

ВКЗ – відношення короткого замикання генератора;

$U_{1H}$  – номінальна фазна напруга СГ, В;

$I_{1H}$  – номінальний струм фази СГ, А.

Підставимо у вираження (1) рівності

$$\bar{i}_d = \bar{i}_1 \sin \Psi; \quad \bar{i}_q = \bar{i}_1 \cos \Psi$$

і розв'яжемо отримане квадратне рівняння щодо фазного струму  $\bar{i}_1$

$$\bar{i}_1 = \bar{\omega} \bar{X}_{ad} \bar{i}_f \left[ \frac{\sqrt{\bar{\omega}^2 \bar{X}_d^2 \sin^2 \Psi + \bar{r}_\Pi^2 + \bar{\omega}^2 (\bar{X}_\Pi^2 - \bar{X}_d^2 \sin^2 \Psi - \bar{X}_q^2 \cos^2 \Psi) - \bar{\omega} \bar{X}_d \sin \Psi}}{\bar{r}_\Pi + \bar{\omega}^2 (\bar{X}_\Pi^2 - \bar{X}_d^2 \sin^2 \Psi - \bar{X}_q^2 \cos^2 \Psi)} \right], \quad (2)$$

$$\text{де } \sin \Psi = \frac{\bar{\omega} (\bar{X}_q + \bar{X}_\Pi)}{\sqrt{\bar{\omega}^2 (\bar{X}_q + \bar{X}_\Pi)^2 + (\bar{r}_1 + \bar{r}_\Pi)^2}}; \quad \cos \Psi = \frac{\bar{r}_1 + \bar{r}_\Pi}{\sqrt{\bar{\omega}^2 (\bar{X}_q + \bar{X}_\Pi)^2 + (\bar{r}_1 + \bar{r}_\Pi)^2}};$$

$$\bar{X}_{ad} = \frac{E_2}{I_{к2} Z_{16}}; \quad i_{f2} = \frac{\bar{i}_f - \bar{i}_d}{i_{f0}} i_{f0};$$

$$I_{к2} = \frac{i_{f2}}{i_{f0}} I_{кз} - \text{фазний струм короткого замикання при струмі збудження } i_{f2};$$

$\bar{i}_f$  – струм збудження, що змінюється в часі;

$E_2$  – фазна ЕРС СГ при струмі збудження  $i_{f2}$ .

У формулі (2) використовується струм збудження, що змінюється в часі,  $i_f$ , який розраховується по вираженню (3).

Розрахунок перехідних процесів здійснюється по формулах

$$\bar{i}_f = \bar{i}_{f0} (1 - e^{-\frac{t}{T_f}}) \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega_M}{dt} = M_E - M_C, \quad (4)$$

де  $T_f \approx 1,8$  с – перехідна постійна часу обмотки збудження;

$J$  – сумарний момент інерції гребного двигуна, валопроводу, гвинта.

$M_E, M_C$  – електромагнітний момент гребного двигуна й момент інерції на валу двигуна.

Формула (3) урахує зміну струму збудження в часі при подачі форсованого збудження.

Розрахунок виконують у наступній послідовності:

- 1) визначають струм збудження по формулі (3);
- 2) розраховують еквівалентний опір навантаження генератора;
- 3) розраховують струм генератора  $i_1$  по формулі (2);
- 4) обчислюють струм і момент гребного двигуна;
- 5) виконують розрахунок збільшення частоти обертання гребного гвинта по формулі (4).

#### Список використаних джерел

1. Айзенштадт Е.Б., Горбунов Б.А., Сержантов В.В. Гребные электрические установки. Справочник. Л.: Судостроение, 1985. – 304 с.
2. Гамазин С.И., Ставцев В.А., Цырук С.А. Переходные процессы в системах промышленного электроснабжения, обусловленные электродвигательной нагрузкой. М.: Издательство МЭИ, 1997. – 424 с.
3. Кутковецкий В.Я. Гребні електричні установки: Навчальний посібник. Частина 1 – Миколаїв: УДМТУ, 1998. – 60 с.
4. Чекунов В.К. Проектирование гребных электрических установок переменного тока. Навчальний посібник. – Миколаїв: НУК, 2011. – 110 с.
5. Черняев В.А. Краткий курс автоматизированных гребных электрических установок рыбопромысловых судов. – Астрахань: Издательство АГТУ, 1999. – 240 с.



**УДК 621.3**

*Костюченко В. І., к.т.н., Меліхов Д. С., Новогрецький С. М., к.т.н., Чекунов В. К.  
Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Николаїв*

**ВТРАТИ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В МАГНІТОПРОВОДІ ПРИ ПОПЕРЕЧНОМУ ПІДМАГНІЧУВАННІ ПОСТІЙНИМ СТРУМОМ**

В силовій електроенергетиці реалізовані та надалі вдосконалюються керовані шунтуючі реактори з подовжнім підмагнічуванням стрижнів. Але для зміни реактивної потужності реакторів малої потужності зазвичай використовують тиристорні системи керування. Останнє пояснюється більшим ККД такої системи за рахунок виключення втрат активної енергії в обмотках підмагнічування. Хоча при цьому виникають проблеми генерації високочастотних гармонік в мережу, які для автономних систем живлення можуть досягати неприйнятних величин. Тому розгляд нових конструкцій реакторів, керованих шляхом підмагнічування окремих частин магнітопроводу, та визначення шляхів підвищення їх техніко-економічних показників є важливою та актуальною задачею. З точки зору отримання зменшених масових показників та прийнятного гармонійного складу запропоновано використати трифазний реактор з симетричним радіальним магнітопроводом та поперечним підмагнічуванням його частин [1]. Синтез нових конструкцій електромагнітних систем із поперечним підмагнічуванням передбачає аналіз та співставлення їх економічної ефективності та технічних показників. Останнє не можливе без визначення втрат активної енергії в нормальних режимах роботи. І якщо в тих частинах магнітопроводу, де проходить лише основний магнітний потік, залежність втрат від частоти та величини магнітної індукції визначається відомими залежностями [2, 3, 4], то при накладанні двох окремих магнітних потоків, що діють на одну і ту саму ділянку магнітопроводу та напрямлені перпендикулярно один до одного, виникають складнощі із математичним описом такої залежності.

**Мета роботи** – визначення методики врахування втрат активної потужності в ділянках магнітопроводу при підмагнічуванні в поперечному напрямі щодо основного змінного магнітного потоку.

**Теоретичне обґрунтування досліджень та результати роботи**

Наукових робіт по визначенню активних втрат в сталях при одночасному підмагнічуванні вздовж та поперек прокату в загальному доступі достатньо мало, але в них викладено достатньо інформації для визначення основних аспектів, які нам дозволяють зробити висновки стосовно методики розрахунку.

В роботі Дружиніна В.В (Магнітні властивості електротехнічних сталей, видання 1974 року) досить докладно викладені основні відмінності магнітних властивостей сталей в залежності від типу прокату та зовнішніх впливів. Втрати на гістерезис при індукції в 1,5 Тл в анізотропних сталях складає 25...30%, в той час як в ізотропних складає 55...70% від загальних. З іншого боку при індукції 1,5 Тл втрати в ізотропних сталях більші по відношенню до сталей анізотропних в 1,5...2 рази (для горячекатаної сталі 1412 (товщина листа 0,35 мм) - 3,2 Вт/кг; для холоднокатаної ізотропної 2412 тієї ж товщини – 2,7 Вт/кг; для холоднокатаної анізотропної сталі 3412 - 1,5 Вт/кг). З іншого боку анізотропні сталі мають збільшені приблизно в 3 рази втрати в поперечному напрямі щодо прокату сталі, в той час як анізотропія втрат в ізотропних сталях не має перевищувати 18% у відповідності до вимог стандарту. При розгляді впливу подовжнього підмагнічування вздовж прокату Дружиніним В.В. надані у вигляді графічних залежностей відповідні експериментальні данні для холоднокатаної сталі 3413 (Э330) та для горячекатаної сталі 1513 (Э43) (рис. 2-54... рис. 2-57 в роботі Дружиніна В.В.). З аналізу наведених залежностей зроблені наступні висновки: починаючи з певного критичного значення амплітуди індукції змінного поля питомі втрати не залежать від інтенсивності магнітного поля підмагнічування і навіть мають тенденцію до зниження; в сталі 1513 критичне значення індукції основного змінного поля склало 1,3 Тл; для сталі 3413 маємо максимальне збільшення питомих втрат при індукції змінного поля  $B_m = 1,25$  Тл відповідно на 45%, при  $B_m = 1,5$  Тл відповідно на 15%, а при  $B_m = 1,75$  Тл маємо фактично незмінні втрати.

В роботі Дорожко Л.І. та Лібкінда М.С. (Реактори з поперечним підмагнічуванням, видання 1977 року) розглянуті питання конструктивної реалізації реакторів із поперечним підмагнічуванням. Зокрема, проведений аналіз впливу підмагнічування на питомі втрати активної потужності в сталі. Представлені графічні залежності зміни втрат від напруженості поперечного поля  $H_y$  підмагнічування в режимі  $H_y(t) = \text{const}$  для горячекатаної сталі 1512 (Э42) та холоднокатаної анізотропної М165-35S (в роботі вказане попереднє маркування М6Х) при товщині сталі 0,35 мм (рис. 4-10 в роботі Дорожко В.І.). З представлених графіків можна зробити висновки: поперечне підмагнічування в горячекатаних ізотропних сталях призводить до зменшення питомих втрат (при індукції змінного магнітного поля  $B_{mx} = 1,07$  Тл максимальне зменшення сягало 15%, а при індукції  $B_{mx} = 1,41$  Тл – 10%); в холоднокатаних анізотропних сталях при поперечному підмагнічуванні втрати спочатку дещо зростають потім починають знижуватись (при індукції змінного магнітного поля  $B_{mx} = 1,06$  Тл максимальне збільшення сягало 10%, а при індукції  $B_{mx} = 1,43$  Тл – 5%). При аналізі режиму підмагнічування, що супроводжується підтримкою сталого значення індукції поперечного поля  $B_{my}(t) = \text{const}$ , було показано значне постійне зростання питомих втрат при збільшенні  $B_{my}$  (при зміні  $B_{my}$  від 0 до 0,2 Тл та при індукції змінного магнітного поля  $B_{mx} = 1,58$  Тл питомі втрати зросли приблизно на 20%) (рис. 4-11 в роботі Дорожко В.І.). Крім того був розглянутий вплив подовжнього підмагнічування постійним магнітним полем на питомі

втрати в холоднокатаній сталі 3411 (Э310) та горячкатаній сталі 1511 (Э41) при товщині листа 0,5 мм. З наведених графіків залежності зміни питомих втрат від постійної складової напруженості магнітного поля  $H_0$  можна зробити висновки: для обох сталей збільшення інтенсивності поля підмагнічування  $H_0$  призводить до збільшення питомих втрат (при  $H_0 = 10$  кА/м та  $B_{mx} = 1,4$  Тл питомі втрати в ізотропній сталі збільшились на 60%, а в анізотропній сталі – на 160%); втрати в анізотропній сталі зростають швидше; при інтенсивності поля підмагнічування  $H_0 > 2$  кА/м втрати в анізотропній сталі перевищують втрати в ізотропній сталі (рис. 4-12 в роботі Дорошко В.І.). З першого погляду зроблені висновки стосовно впливу подовжного підмагнічування суперечать висновкам, отриманим з аналізу роботи Дружиніна В.В., але це не зовсім так. В роботі Дружиніна В.В. маємо максимальну інтенсивність поля підмагнічування  $H_{0max} = 1$  кА/м, а в роботі Дорошко В.І. маємо  $H_{0max} = 10$  кА/м. Крім того при  $H_0 < 2$  кА/м та індукціях  $B_{mx} > 1,4$  Тл для ізотропної сталі теж спостерігається незначна зміна питомих втрат (до 2...3%). Тому результати досліджень, наведені в обох роботах, не суперечать, а доповнюють одна одну.

В роботі [5] проведений аналіз двох режимів поперечного підмагнічування магнітопроводу: при постійному значенні намагнічуючої сили обмотки підмагнічування  $F_n(t) = \text{const}$  та при постійному значенні індукції  $B_y(t) = \text{const}$ . Показано, що режим роботи  $F_n(t) = \text{const}$  супроводжується кращим гармонійним складом струму мережевої обмотки, але при цьому в поперечній осі виникає перемінна складова індукції  $B_y(t)$ , яка діє з подвійною частотою мережі, що зумовлює також додаткові втрати потужності в індукторі. Крім того, пропонується діапазон номінальних значень індукцій в подовжній та поперечній осі складає 1,2...1,4 Тл. Тобто для ізотропних сталей питомі втрати при поперечному підмагнічуванні будуть зменшені не більше ніж на 15%, а в анізотропних сталях будуть збільшені не більше ніж на 10%. Тому при врахуванні втрат в підмагнічуваній частині магнітопроводу доречно для анізотропних сталей підвищити втрати на 10%, а для ізотропних – прийняти рівними втратам, розрахованим без врахування підмагнічування для заданого значення  $B_{mx}$ .

Розглянемо для ізотропної холоднокатаної сталі методику визначення перемінної складової індукції  $B_y(t)$  при постійному значенні намагнічуючої сили обмотки підмагнічування. Припустимо: висота підмагнічуваної частини основного магнітопроводу -  $h_{ct}$ ; довжина індуктору, що сполучається з основним магнітопроводом та замикає магнітний потік підмагнічування вздовж висоти  $h_{ct}$ , має величину  $l_d$ ; повітряний зазор між індуктором та основним магнітопроводом -  $\delta$ ; амплітуда індукції вздовж основного магнітопроводу -  $B_{mx}$ ; мінімальна індукція підмагнічування -  $B_{ymin}$ .

Максимальне значення сумарної індукції в підмагнічуваній частині магнітопроводу

$$B_{\Sigma max} = \sqrt{B_{mx}^2 + B_{ymin}^2}.$$

Для ізотропної сталі фактично можна вважати магнітні властивості однаковими незалежно від напрямку вздовж листа, тому

- сумарна напруженість магнітного поля в листі визначається за основною кривою намагнічування

$$H_{\Sigma max} = f(B_{\Sigma max});$$

- напруженість поля вздовж напрямку основного магнітного потоку  $H_{mx1}$  та вздовж напрямку підмагнічування  $H_{my1}$

$$H_{mx1} = f(B_{\Sigma max}) \frac{B_{mx}}{B_{\Sigma max}}; \quad H_{my1} = f(B_{\Sigma max}) \frac{B_{mymin}}{B_{\Sigma max}}.$$

Без врахування магнітного кола індуктора, в момент часу, коли індукція  $B_x(t)$  досягне нуля, буде існувати лише поперечна складова індукції, та її значення можна визначити по  $H_{my1}$  за основною кривою намагнічування:

$$B_{mymax} = f(H_{my1}).$$

Для врахування падіння магнітного потенціалу на індукторі та у повітряному зазорі, спочатку визначимо намагнічуючу силу обмотки підмагнічування

$$F_n = h_{ct} H_{my1} + l_d H_{mn1} + \delta B_{mymin} / \mu_0; \quad H_{mn1} = f(B_{mymin}).$$

В момент часу, коли індукція  $B_x(t)$  досягне нуля, в індукторі та в підмагнічуваній частині індукція буде однакою та дорівнювати  $B_{mymax}$ , яке можна знайти за методом поступового наближення з наступних рівнянь:

$$B_{mymax} = \frac{F_n - H_{my2}(h_{ct} + l_d)}{\delta} \mu_0; \quad H_{my2} = f(B_{mymax}).$$

Вираз для  $B_{mymax}$  можна дещо змінити, якщо довжини представити в частках від загальної довжини

$$\begin{aligned} B_{mymax} &= \frac{F_n - H_{my2}(h_{ct} + l_d)}{\delta} \mu_0 = \frac{h_{ct} H_{my1} + l_d H_{mn1} + \delta B_{mymin} / \mu_0 - H_{my2}(h_{ct} + l_d)}{\delta} \mu_0 = \\ &= \frac{h'_{ct} H_{my1} + l'_d H_{mn1} + \delta' B_{mymin} / \mu_0 - H_{my2}}{\delta'} \mu_0, \end{aligned}$$

$$\text{де } H_{my2} = f(B_{mymax}); \quad H_{mn1} = f(B_{mymin}); \quad h'_{ct} = \frac{h_{ct}}{h_{ct} + l_d}; \quad l'_d = \frac{l_d}{h_{ct} + l_d}; \quad \delta' = \frac{\delta}{h_{ct} + l_d}.$$

Розглянемо приклад розрахунку для наступних вихідних даних:

1. сталь холоднокатана ізотропна 2412, товщина листа 0,35;
2. амплітуда індукції вздовж основного магнітопроводу  $B_{mx} = 1,3$  Тл;
3. мінімальна індукція підмагнічування  $B_{ymin} = 1,3$  Тл;
4. параметри магнітного ланцюга підмагнічування  $h'_{ст} = 0,3$ ;  $I_d = 0,7$ ;  $\delta' = 0,0001$ .

Результати розрахунку:

$$B_{\Sigma max} = \sqrt{B_{mx}^2 + B_{ymin}^2} = 1,838 \text{ Тл}; \quad H_{\Sigma max} = f(B_{\Sigma max}) = 18790 \text{ А/м};$$

$$H_{mx1} = f(B_{\Sigma max}) \frac{B_{mx}}{B_{\Sigma max}} = 13290 \text{ А/м}; \quad H_{my1} = f(B_{\Sigma max}) \frac{B_{ymin}}{B_{\Sigma max}} = 13290 \text{ А/м};$$

без врахування магнітного кола індуктора  $B_{y max} = f(H_{mx1}) = 1,759$  Тл;

з урахуванням магнітного кола індуктора  $B_{y max} = 1,579$  Тл;  $H_{my2} = f(B_{y max}) = 4374$  А/м.

Як можна бачити з розрахунків, при збереженні постійного значення намагнічуючої сили  $F_n(t) = \text{const}$  в поперечному напрямку змінюється як напруженість, так і індукція, що зумовлює необхідність врахування втрат потужності в індукторі. Якщо в підмагнічуваній частині основного магнітопроводу ми ще можемо прийняти втрати рівними розрахованим для заданого значення  $B_{mx}$ , то в індукторі ми маємо подовжнє підмагнічування із постійною складовою напруженості поля  $H_0 = (H_{my1} - H_{my2}) / 2 = 4458$  А/м та перемінною складовою індукції з амплітудою  $B_{ym-} = (B_{y max} - B_{ymin}) / 2 = 0,137$  Тл.

Для визначення питомих втрат скористаємось наступною формулою

$$p_{пум} = p_{1/50} \left( \frac{f}{50} \right)^{1,5} B_m^2,$$

де  $p_{1/50} = 1,15$  Вт/кг – питомі втрати при  $B = 1$  Тл та  $f = 50$  Гц.

Тоді для  $B_{mx} = 1,3$  Тл та  $f = 50$  Гц маємо  $p_1 = 1,94$  Вт/кг, а для  $B_{ym-} = 0,137$  Тл та  $f = 100$  Гц маємо  $p_2 = 0,06$  Вт/кг. В багатьох літературних джерелах величина коефіцієнту збільшення втрат через подовжнє підмагнічування постійним струмом дається в діапазоні 4...8 для малих значень перемінної складової індукції  $B_{ym-}$  та стосується лише гістерезисної складової втрат (втрати на вихрові струми залежать лише від амплітуди  $B_{ym-}$ ). З іншого боку, при збільшенні частоти в два рази (до 100 Гц) втрати на гістерезис та на вихрові струми стають приблизно однаковими, тому для наближеного врахування втрат потужності в магнітопроводі індуктора пропонується взяти потрійне значення  $p_2$ .

### Висновки

1. При поперечному підмагнічуванні та індукціях основного поля і поля підмагнічування в діапазоні 1,2...1,4 Тл впливом підмагнічування на питомі втрати в основному магнітопроводі можна знехтувати. 2. Втрати в індукторі визначаються амплітудою складової магнітної індукції, що змінюється із подвійною частотою мережі. 3. В першому наближенні втрати в індукторі запропоновано прийняти такими, що дорівнюють потрійним втратам від змінної складової магнітної індукції.

### Список використаних джерел

1. Ставинский А.А. Трехфазный реактор с радиальным магнитопроводом управляемый поперечным подмагничиванием ярма / А.А. Ставинский, С.М. Новогрецький, А.А. Прудников // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – м. Кременчук, КрНУ, 2016. – Вип. 2/2016 (34). – С. 71-77.
2. Pluta, Wojciech. (2011). Core loss models in electrical steel sheets with different orientation. // Przegląd Elektrotechniczny. (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 87 No 9b/2011, pp. 37-42.
3. Xue, Shaoshen & Chu, W. & L.R.Huang, & Zhu, Z.Q.. (2017). Iron Loss Model Under DC Bias Flux Density Considering Temperature Influence. // IEEE Transactions on Magnetics. vol. 53, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2017.
4. C. Simão, N. Sadowski, N. J. Batistela, and J. P. A. Bastos, "Evaluation of hysteresis losses in iron sheets under DC-biased inductions," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 3, pp. 1158-1161, Mar. 2009.
5. Новогрецький С.Н. Гармонический состав тока трехфазного при поперечном подмагничивании ярма. / С.Н. Новогрецький, В.И. Подымака, А.А. Прудников // Вчені записки Таврійського Національного університету імені В.І. Вернадського.–Київ: ТНУ, 2018.–Том 29 (68), № 3, Частина 1.– С. 48-53.

**УДК 537.5***Буряк В. С., ст. викл.; Кудрявцев О. С., асп.**Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв***КОМПЕНСАЦІЙНІ СТАБІЛІЗАТОРИ З НИЗЬКИМИ ВТРАТАМИ НАПРУГИ**

Сучасні системи живлення електронних пристроїв постійно вдосконалюються в напрямку суттєвого підвищення ККД. Це обумовлено загальним розвитком електронної техніки: збільшенням робочих частот, підвищенням чутливості електронної апаратури тощо. Збільшення робочих частот у свою чергу вимагає зниження напруги живлення і побудови аналогових пристроїв для роботи в режимі «від живлення до живлення» («rail to rail»). [1] Підвищення чутливості зазвичай супроводжується необхідністю вимірювання мікрвольтних сигналів, які повинні не лише підсилюватися, а й перетворюватися у цифрову форму багаторозрядними (12-16 розрядів) аналого-цифровими перетворювачами (АЦП). [2] Як наслідок – навіть незначні пульсації напруги живлення можуть призвести до суттєвого спотворення цифрового сигналу, особливо молодших розрядів АЦП. [3]

Компенсаційні стабілізатори з прохідним транзистором [4] мають витримувати на собі не лише коливання напруги живлення, а й можливі її пульсації. Як наслідок, вони повинні мати досить значний запас за напругою і, як наслідок, значні втрати енергії. Для зменшення таких втрат використовують спеціально розроблені транзистори з низькими втратами напруги, наприклад, NDP6020P [5]. Це силові польові транзистори, які виготовляються з використанням запатентованої технології DMOS. Технологія була розроблена для мінімізації опору у відкритому стані, забезпечення хороших характеристик перемикачів і витримування імпульсів високої енергії. Такі пристрої особливо підходять для використання з низькими напругами і низькими втратами потужності. Для забезпечення їх низького падіння напруги при використанні в якості прохідного транзистора розроблена й використовується схема компенсаційного стабілізатора. [6]

Але при значних пульсаціях вихідної напруги випрямляча ефективність з точки зору ККД буде досить низькою, оскільки слід забезпечувати допоміжний запас за напругою за рахунок пульсацій випрямленої напруги. Тому перед лінійним компенсаційним стабілізатором рекомендується встановлювати активні фільтри з компенсуючим трансформатором, який повинен як знизити величину пульсацій за рахунок створення проти-ЕРС, так і не створити допоміжного падіння постійної напруги. [1]

**Метою роботи** є аналіз систем стабілізації напруги і пропозиції щодо покращення їх властивостей.

Пристрої придушення пульсацій, також відомі як електронні фільтри, корисні, коли напруга джерела живлення повинна бути «чистою», але абсолютне значення напруги не має значення. Типовими областями застосування таких схем є підсилювачі потужності класу А. У порівнянні з лінійними стабілізаторами, вони витрачають менше енергії, оскільки адаптуються до вхідної напруги. Однак деякі втрати є неминучими: вони повинні знизити очікувану пікову напругу пульсацій. Крім того, цим схемам потрібен деякий запас за напругою. З цих вимог легко набираються кілька вольт, що призводить до відповідної втрати енергії.

Теоретично чисто пасивний фільтр міг би працювати краще, але навіть за великих розмірів дроселя завжди матимуть місце джоулеві втрати. Крім того, такий фільтр був би дорогим і забезпечував далеко не ідеальне придушення пульсацій.

У викладеній ідеї поєднуються обидва методи, що дозволяє досягти майже ідеальних характеристик гібридного фільтру.

Схема заснована на трансформаторі Т1, вторинна обмотка якого включена послідовно з джерелом живлення, що фільтрується. В результаті напруга вторинної обмотки віднімається від вхідної напруги, і, якщо вона точно дорівнює напрузі пульсацій, то відбувається повна компенсація, що дає на виході «чисту» постійну напругу.

Первинна обмотка трансформатора підключена до підсилювача помилки, що виробляє відповідну напругу.

В принципі, можливе застосування двох схем: без зворотного зв'язку та зі зворотним зв'язком. І та, й інша схеми можуть працювати, але у кожного методу є свої особливості.

Схема без зворотного зв'язку здійснює вибірку вхідних пульсацій, точно масштабує їх і відправляє на трансформатор. Ефективність придушення залежить від точності пасивних компонентів.

Схема зі зворотним зв'язком здійснює вибірку вихідного сигналу і регулює напругу помилки, щоб усунути будь-які пульсації. Цей метод меншою мірою залежить від точності номіналів, але, як і в будь-якій системі автоматичного регулювання, точність процесу залежить від підсилення контуру, що, у свою чергу, може викликати проблеми зі стійкістю.

На рис. 1 представлений варіант схеми зі зворотним зв'язком.

Одним із заперечень проти використання трансформатора є великий постійний струм, що протікає через його вторинну обмотку. Звичайні трансформатори з сердечниками без зазорів не витримують великого постійного струму без насичення, а трансформатори із зазорами набагато більші. Тут проблема вирішена елегантним чином: трансформатор працює у компенсованому режимі; первинна обмотка отримує такі самі ампер-витки постійного струму, як і вторинна. І тому підсилювач помилки працює у класі А, яке струм зміщення залежить від вихідного струму. Струм сприймається резистором R5, а Q1-Q3 відбивають

масштабований струм через резистори R2 і R3. Це гарантує, що сумарний потік через трансформатор T1 завжди дорівнює нулю. Транзистор Q2 – це підсилювач помилки. Напряга помилки подається на його емітер через конденсатор C4.

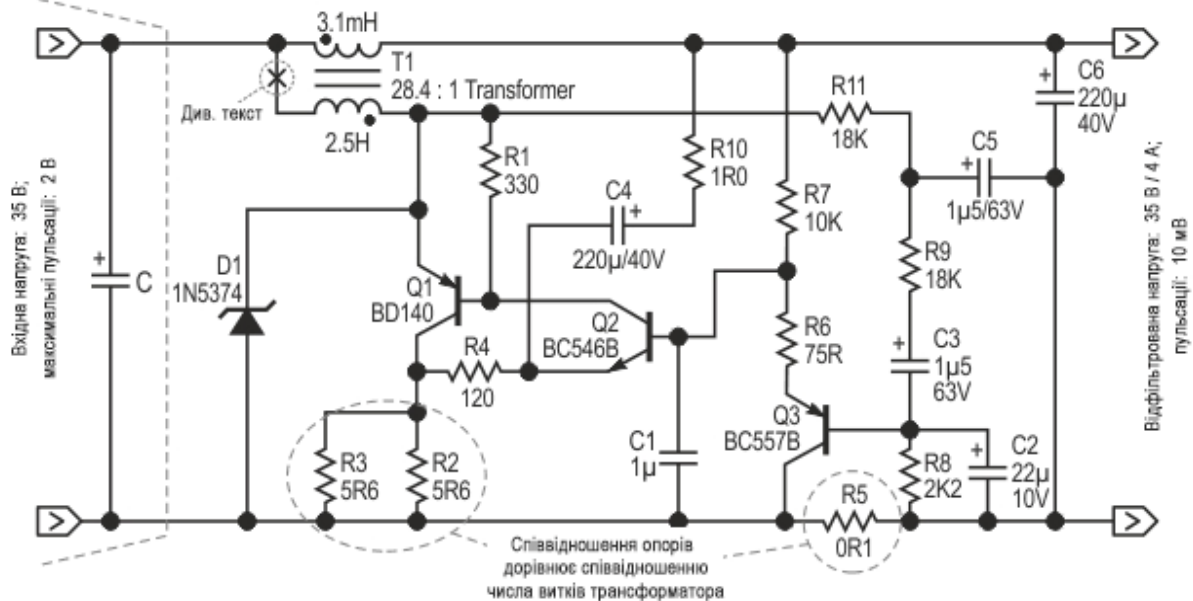


Рисунок 1 – Придушувач пульсацій зі зворотним зв'язком

До проблем стійкості у такій схемі не можна ставитися легковажно: поєднуючи великий коефіцієнт посилення з безліччю реактивних компонентів, схема має багато можливостей перетворитися на генератор, що працює на різних частотах. Корекція частотної характеристики на низьких частотах забезпечується елементами R9, R11, C5 та C2. Конденсатор C1 відповідає за високі частоти. На практиці було встановлено, що схема залишалася стійкою і без нього, але рекомендується його залишити.

Менш очевидні проблеми зі стійкістю також можуть виникати, коли вхідне живлення недостатньо «жорстке». Це може статися при легких навантаженнях, коли внутрішній опір стає вищим. Коли схема намагається компенсувати падіння вхідної напруги, підсилювач на мить збільшує споживання струму, і, якщо це призводить до подальшого падіння вхідної напруги, виникає позитивний зворотний зв'язок, що супроводжується втратою стійкості та «плаванням» напруги.

У помірних випадках може бути достатньо простого пасивного фільтра, послідовно включеного з первинною обмоткою (рис. 2, а). У більш складних випадках потрібна схема активного фільтра (наприклад, рис. 2, б). Остання схема працює, дублюючи струм, споживаний підсилювачем помилки: резистори R2, R5, R6 і R7 включені мостом, і, оскільки опір R2 становить приблизно половину опору R7, транзистори Q1 і Q2 намагаються зробити струм, що протікає крізь резистор R2, вдвічі більшим, ніж через R7. Але конденсатор C2 затримує цей процес, завдяки чому короточасний вхідний струм залишається незмінним.

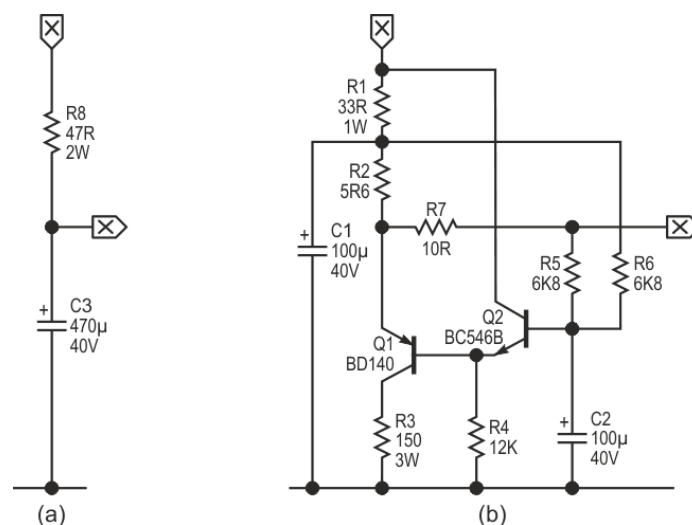


Рисунок 2 – Варіанти фільтрів: а) пасивний; б) активний

**Висновки за результатами роботи.** На рис. 3 показані частотні залежності придушення та вихідного опору. Придушення пульсацій у потрібному діапазоні частот перевищує 40 дБ, а максимум на частоті 100 Гц



перевищує 46 дБ. Вихідний опір також вражає: посилення підсилювача сприяє як придушенню пульсацій, а й активно знижує вихідний опір. Для досягнення таких характеристик потрібний лише трансформатор середнього розміру.

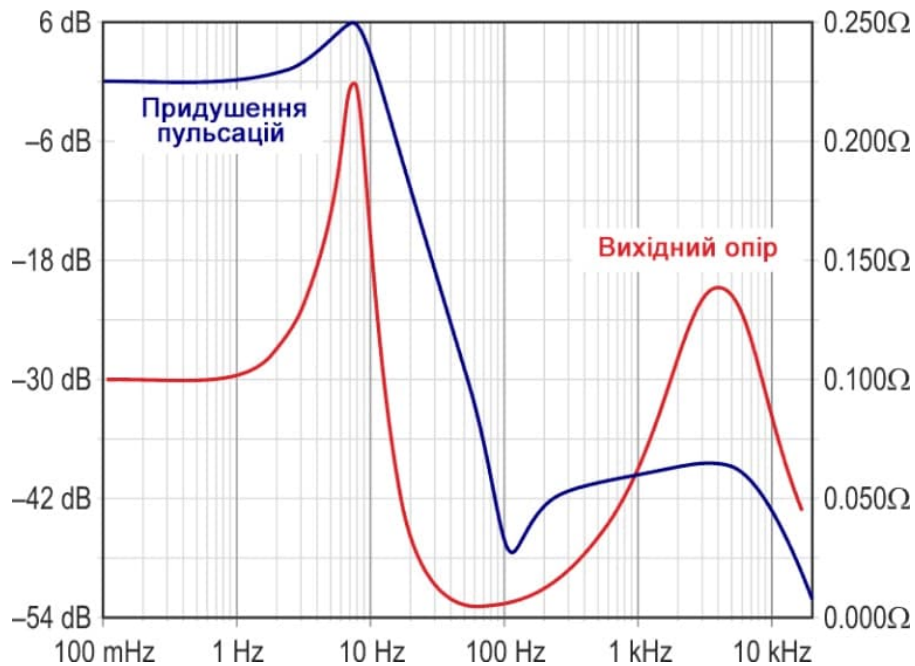


Рисунок 3 – Вихідний опір та придушення пульсацій

Єдині втрати обумовлені резистором R5 та опором вторинної обмотки трансформатора. Вони можуть бути не нульовими, але вони настільки малі, що майже у 50% випадків схема має негативне падіння напруги.

#### Список використаних джерел

1. Henry Ott. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Second edition, New York, John Wiley and Son, 1998.
2. Ultralow Power, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers OP181/281/481 – Datasheet – Analog Device <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/obsolete-data-sheets/1792222op181.pdf>
3. MicroConverter®, Dual-Channel 16-Bit ADCs with Embedded Flash MCU ADuC816/810 – Datasheet – Analog Device <https://www.analog.com/en/products/aduc816.html>
4. Wide Temperature Three-Pin Adjustable Regulator LM317-N-MIL – Datasheet – Texas Instruments [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317-n-mil.pdf?ts=1713344929149&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.it%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317-n-mil.pdf?ts=1713344929149&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.it%252F)
5. P-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor NDP6020P – Datasheet – Onsemi <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ndp6020p-d.pdf>
6. Precision Voltage Regulator Controller ADP3310 – Datasheet – Analog Device <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adp3310.pdf>

#### УДК 519.6

*Верещаго Є. М., к.т.н., Стогнієнко Є. В., Зівенко О. В., к.т.н., Єременко А. П.  
Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв*

#### СТВОРЕННЯ НЕЙРО-НЕЧІТКОГО КОНТРОЛЕРА ДЛЯ КЕРУВАННЯ ДЖЕРЕЛОМ ЖИВЛЕННЯ

Система керування для джерела живлення, що працює на дугове навантаження має забезпечувати стійкість в умовах змінних параметрів об'єкта керування і дії перешкод [1]. З цієї метою застосовують, серед інших методів, нечітке керування на основі експертних знань. Воно дає змогу адаптувати системи без точних моделей, що робить його кращим для регулювання складних об'єктів, схильних до зовнішніх збурень [2].

Розроблення нечіткого регулятора вимагає значних зусиль для створення функцій приналежності й бази правил [2, 3]. Застосування адаптивної нейро-нечіткої системи висновків (ANFIS), представленої 1993 року Янггом [4], спрощує розроблення систем на основі нечіткого керування, оскільки її легко налаштувати на основі наявного набору даних [5].

Нейромережі можуть за допомогою машинного навчання розпізнавати складні шаблони та закономірності в даних [6, 7]. Це дає змогу ANFIS апроксимувати нелінійні функції [8] та вивчати взаємозв'язки у вхідних даних [9]. Як зазначено в [4] нечіткі нейронні мережі здатні з високою точністю апроксимувати будь-який об'єкт керування.

Окрім спрощення процесу налаштування, це може забезпечити більшу точність керування [10]. Мало того, на відміну від інших алгоритмів на основі машинного навчання, правила ANFIS можна легко зрозуміти [11, 12], а для роботи такого контролера потрібно значно менше обчислювальних потужностей [13].

**Мета роботи** полягає в базовому дослідженні процесу навчання нейро-нечіткого контролера, його особливостей та ефективності в порівнянні з традиційним ПІД регулятором із погляду забезпечення стабільності струму на виході.

Аналіз літератури, проведений вище, показав помітні переваги ANFIS, серед яких адаптивність, стійкість в умовах перешкод, гарне співвідношення якості керування до обчислювальних витрат, зрозумілість внутрішньої логіки прийняття рішень. Усе це вказує на потенційну перспективність застосування нейро-нечіткого керування для джерела живлення, що працює на дугове навантаження.

Навчання ANFIS виконують на основі набору даних, отриманого експериментально або в результаті симулювання [5]. ANFIS працює з нечіткою моделлю Sugeno, параметри якої налаштовуються типово використовуючи градієнтний спуск та оцінку найменших квадратів [4].

Для отримання набору даних для навчання нейромережі нейро-нечіткого контролера створено систему з ПІД регулятором. Після навчання нейро-нечіткого контролера модель доповнено аналогічною системою з нечітким контролером для порівняння. Отриману схему системи керування зі зворотним зв'язком показано на рис. 1.

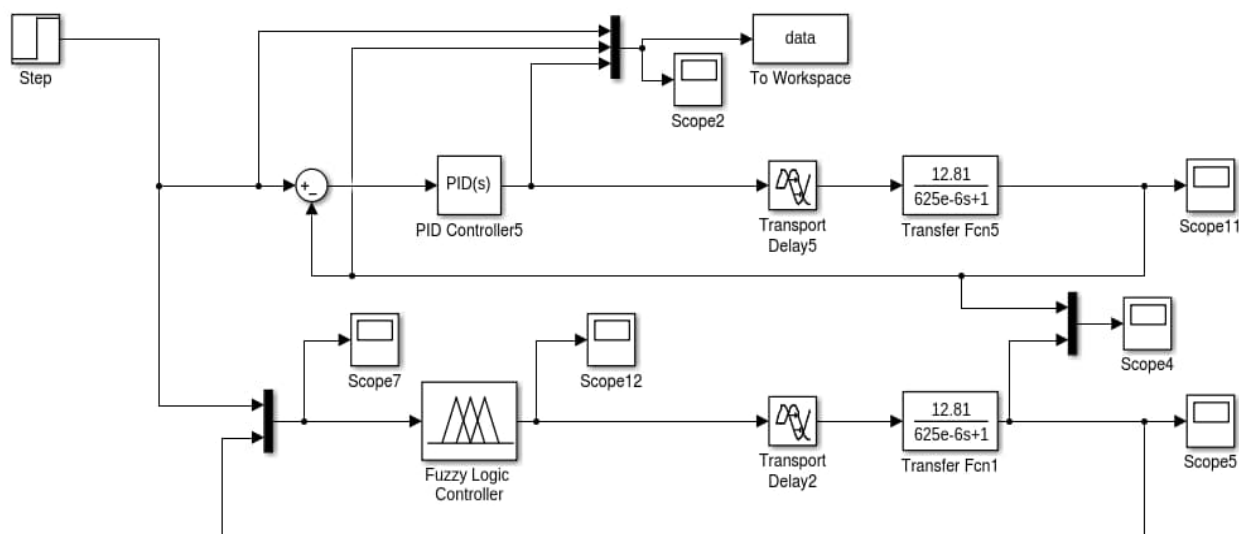


Рисунок 1 – Схема системи керування

Ключові елементи схеми на рис. 1:

- Блоки «Transport Delay» та «Transfer Fcn» реалізують модель поведінки джерела живлення.
- ПІД-контролер реалізує керування за допомогою пропорційно-інтегрально-диференціального контролера. Входом є різниця між заданим струмом і отриманим на виході системи.
- Експортна змінна «data» використовується для накопичення даних для навчання нейромережі.
- Блок «Fuzzy Logic Controller» реалізує керування за допомогою нечіткої логіки, створеної нейромережею. Входами є заданий і отриманий на виході системи струми.
- Далі буде розглянуто навчання нейромережі за допомогою інструмента Neuro-Fuzzy Designer для створення нечіткого регулятора.

На інтерфейсі Neuro-Fuzzy Designer (рис. 2) показано графік «Помилка навчання», який відображає зменшення помилки протягом заданої кількості епох (ітерацій навчання). Збільшення цього значення до певної межі (в нашому випадку приблизно до 75) призводить до зменшення помилки. Втім, надто велике значення може призвести до перенавчання, коли система стає більш чутливою до змін параметрів [5]. Праворуч відображається інформація ANFIS, де зазначено, що є 2 входи та 1 вихід.

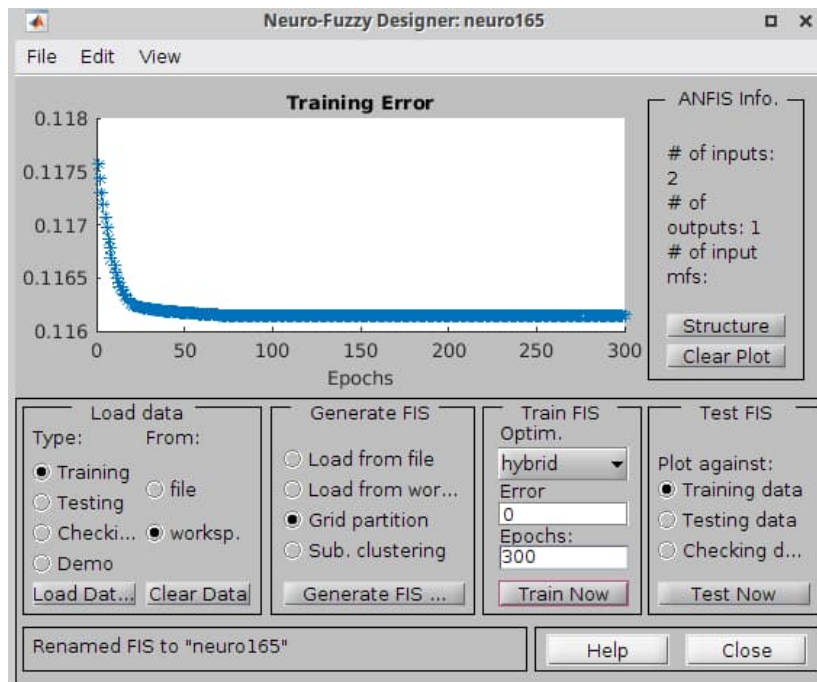


Рисунок 2 – Графік помилки навчання

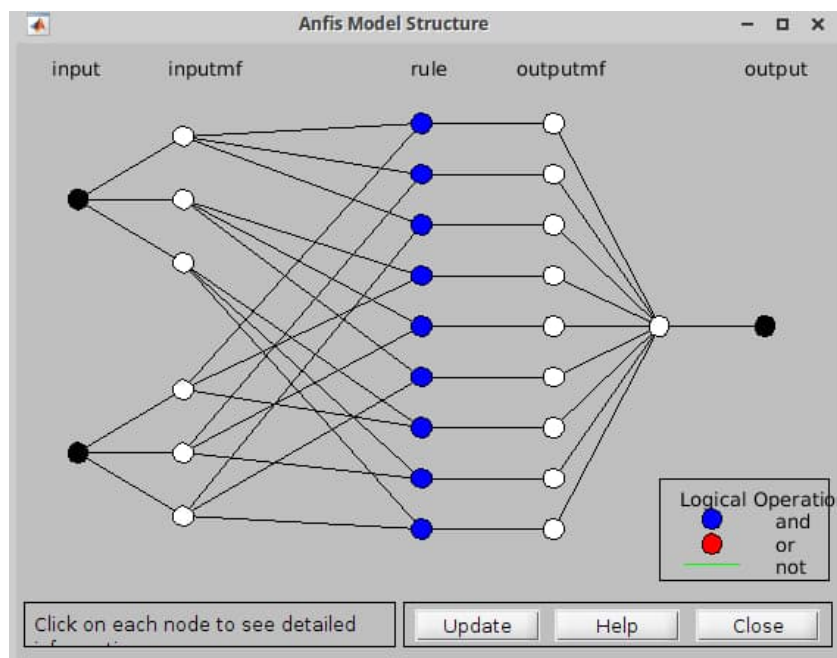


Рисунок 3 – Структура нейро-нечіткої мережі

Рис. 3 представляє структуру моделі ANFIS. Основні компоненти архітектури ANFIS такі [3, 4]:

1. **Вхід (input):** Тут вводяться дані, на основі яких відбувається керування.
2. **Функції приналежності входу, фазифікація (inputmf):** Визначають, наскільки вхідні дані відповідають кожному з нечітких правил.
3. **Правила (rule):** Це серце системи, де визначаються логічні правила для виведення. У нашому випадку всі правила поєднані логічним «так», на що вказує синій колір вузлів.
4. **Функції приналежності виходу (outputmf):** Вони використовуються для перетворення нечітких висновків у чіткі виходи.
5. **Дефазифікація:** Підсумовування виходів усіх правил.
6. **Вихід (output):** Кінцевий результат – сигнал керування.

Лініями показано відповідність функцій приналежності до правил. Для кожної комбінації функцій приналежності входу існує правило й кожне правило пов'язане з окремою функцією приналежності виходу.

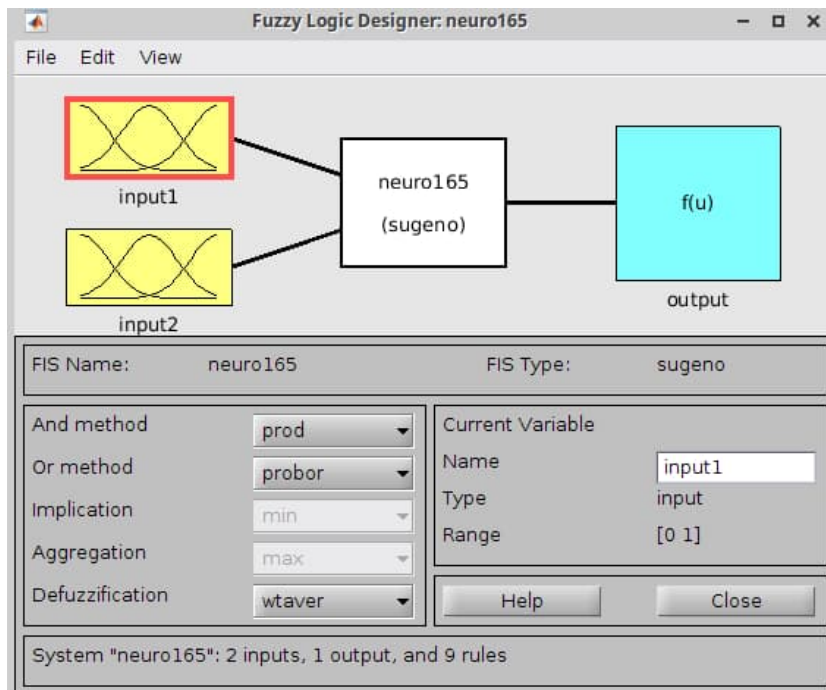


Рисунок 4 – Інтерфейс дизайнера нечіткої логіки

На інтерфейсі на рис. 4 представлено дизайнер нечіткої логіки. Можемо бачити загальну структуру нечіткого регулятора, використання методу Sugeno для нечіткого виведення. Також вказано, що система має 2 входи, 1 вихід, та 9 правил.

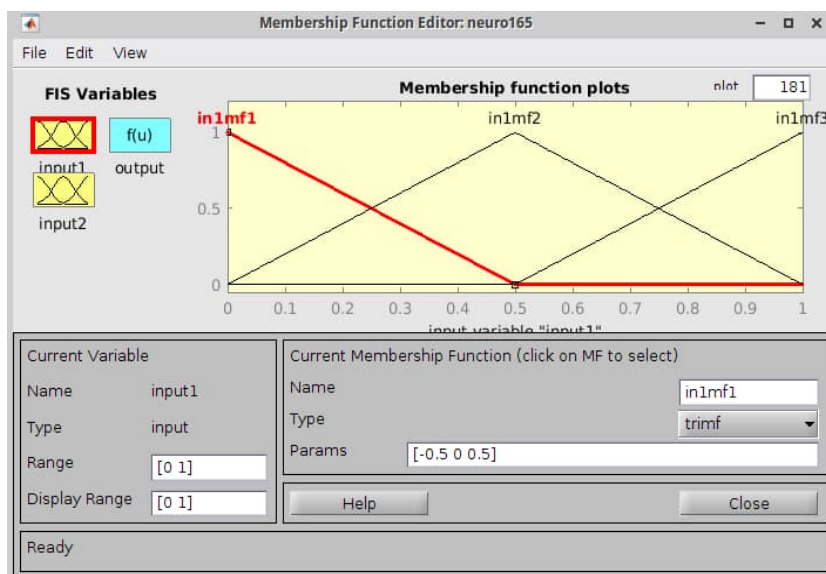


Рисунок 5 – Редактор функцій приналежності для input1

Она рис. 5 показано редактор функцій приналежності для input1. Трикутна функція приналежності, як правило, використовується для представлення лінгвістичних термінів, таких як «низький», «середній» або «високий». Вона характеризується трьома точками: лівою, центральною та правою, які визначають форму трикутника. Для «input1» використовується симетричний трикутник, тож значення рівномірно розподілені навколо центральної точки.

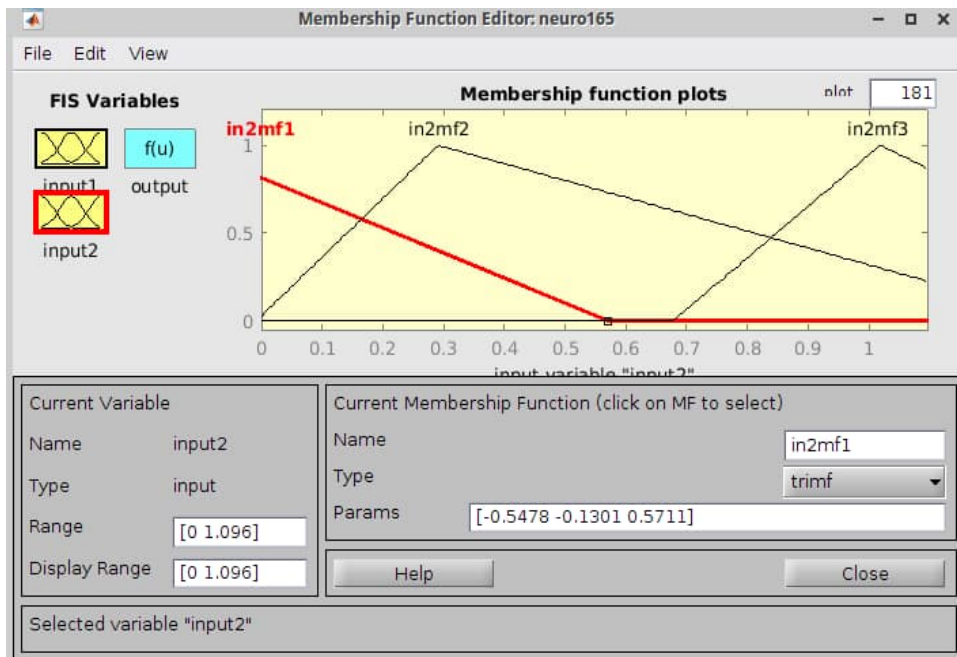


Рисунок 6 – Функції приналежності для «input2»

На рис. 6 показано функції приналежності для «input2» у редакторі. Форма функції приналежності для «input2» вказує на те, що лінгвістичні терміни, які вона представляє, мають нерівномірну відстань до меж відносно середнього значення.

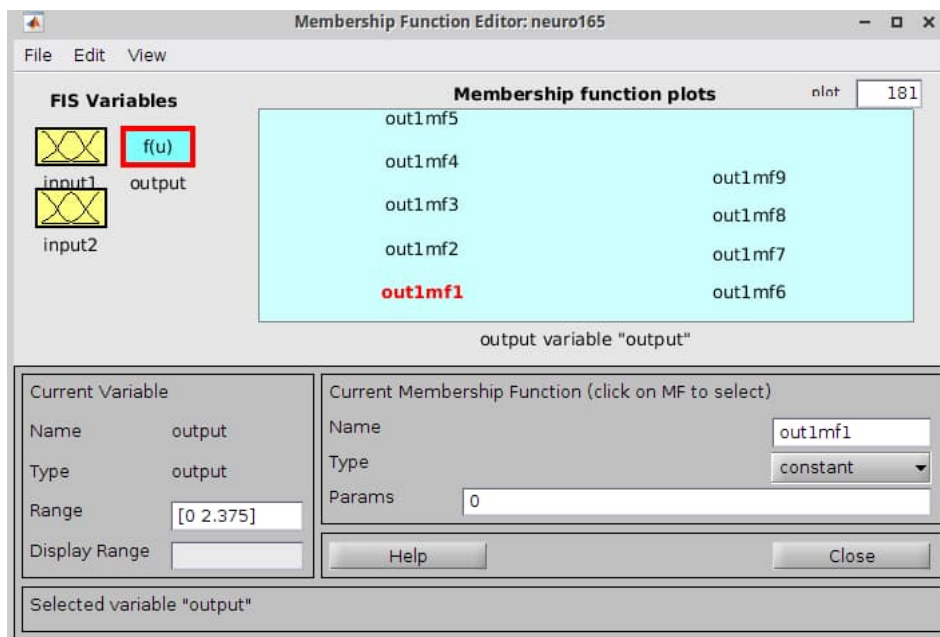


Рисунок 7 – Інтерфейс редактора функцій приналежності для виходу системи

На рис. 7 показано інтерфейс редактора функцій приналежності для виходу системи. Функції мають тип константи, тому подають на вихід фіксовані значення сигналу керування.

У таблиці 1 показано нечіткі правила. Вони використовуються для визначення логіки системи нечіткого керування. Кожне правило має формат «якщо (умова), то (висновок)», де умова включає функції приналежності для вхідних змінних, а висновок – функцію приналежності для вихідної змінної. У нашому випадку задано 9 правил: по одному для кожної комбінації функцій приналежності входу:

Таблиця 1. Нечіткі правила

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

Ці правила визначають, як вхідні дані перетворюються на вихідні, на основі лінгвістичних термінів, які представлені функціями приналежності. Наприклад, правило 1 є таким: «Якщо (input1 є in1mf1) та (input2 є



in2mf1), то (output є out1mf1)». Це означає, що якщо вхідні змінні input1 та input2 відповідають першим функціям приналежності своїх відповідних входів, то вихідна змінна output буде відповідати першій функції приналежності свого виходу.

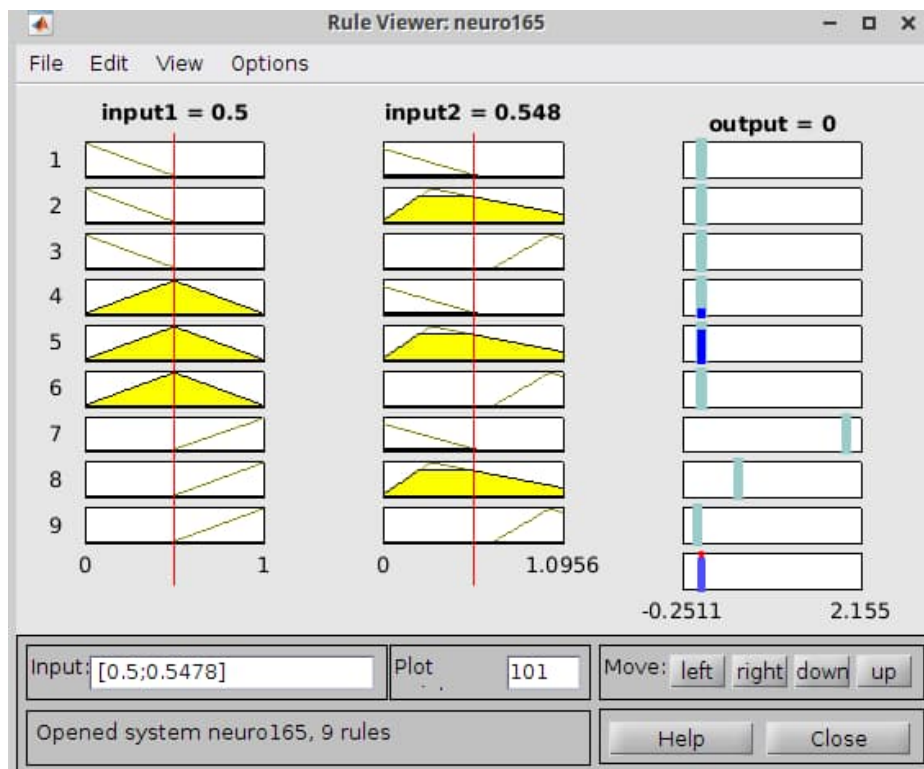


Рисунок 8 – Графічне подання переліку нечітких правил

На цьому зображенні (рис. 8) показано графічне подання переліку нечітких правил. Інтерфейс Rule Viewer візуалізує правила, які були визначені у Rule Editor. Він показує, як вхідні дані (input1 та input2) активують задані правила і впливають на вихідне значення (output). Візуалізація допомагає виявити та виправити будь-які помилки або несподівані поведінки в логіці системи.

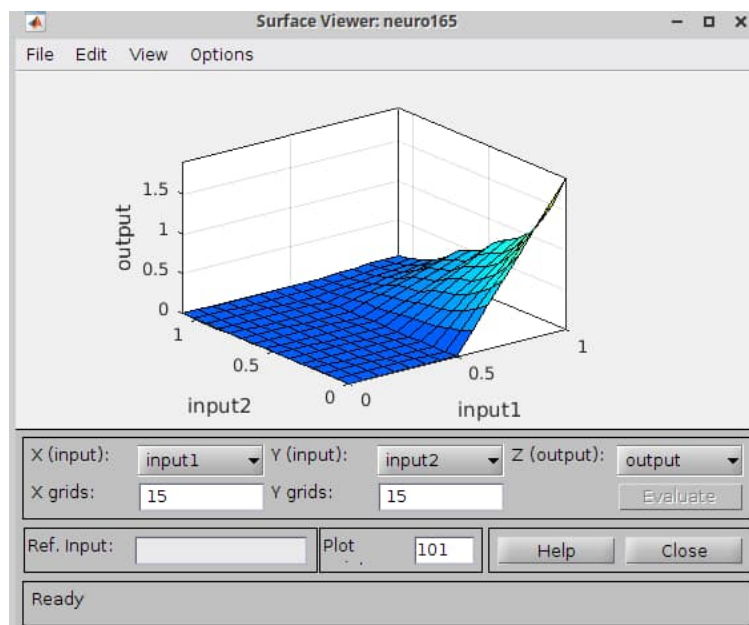


Рисунок 9 – Поверхнева діаграма нечіткої системи

На поверхневій діаграмі нечіткої системи (рис. 9) показано взаємозв'язок між двома вхідними змінними (input1 та input2) та однією вихідною змінною (output). Зміна кольору на діаграмі від темно-синього до зеленого вказує на зростання значення вихідної змінної. Темніші кольори відповідають нижчим значенням output, тоді як світліші кольори – вищим. Форма поверхні показує, як вихід змінюється відповідно до вхідних змінних. Гладка поверхня вказує на плавні переходи між правилами, а різкі зміни висоти означають різкі зміни в логіці виведення.

Ця діаграма є ключовим інструментом для аналізу та оптимізації систем нечіткої логіки, оскільки вона дозволяє візуалізувати та оцінити, як система реагує на різні вхідні дані, та визначити оптимальні налаштування для досягнення бажаних результатів.

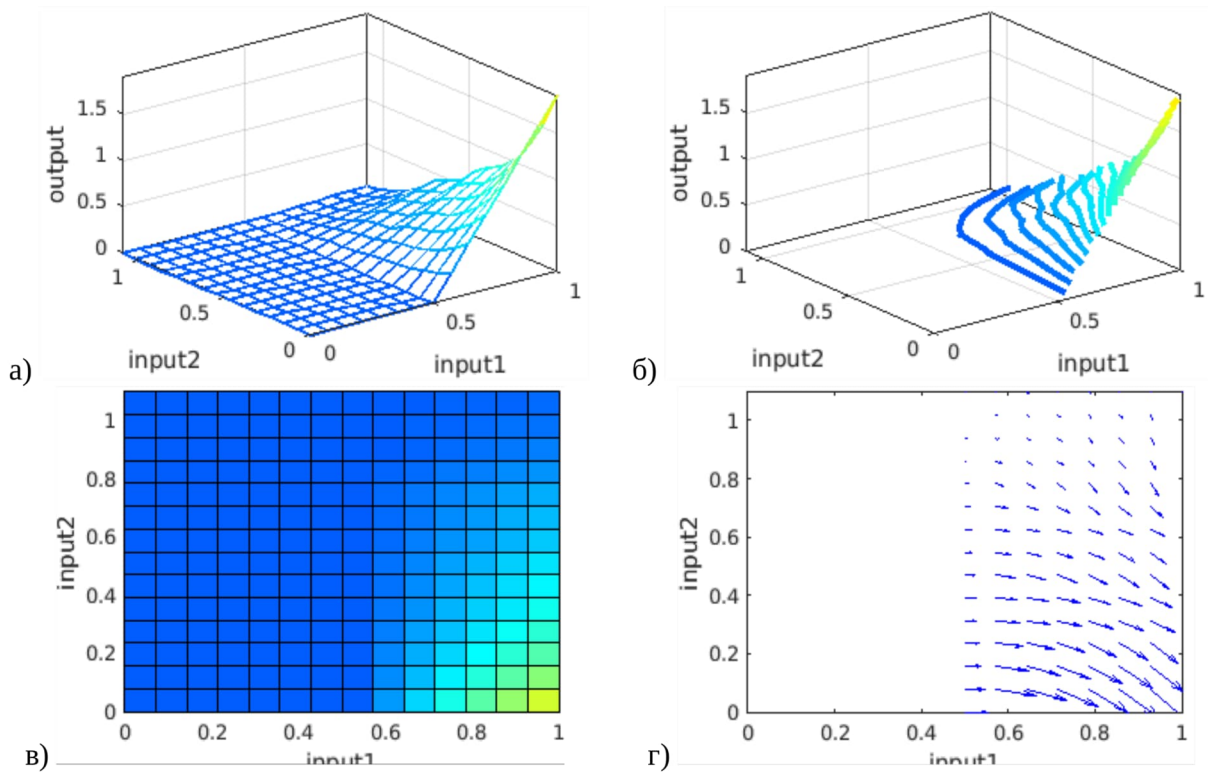


Рисунок 10 – Інші способи графічного подання нечіткої системи

На рис. 10 показано інші способи графічного подання взаємозв'язку між двома вхідними змінними (input1 та input2) та однією вихідною змінною (output) (а, б) та взаємозв'язку двох вхідних змінних (input1 та input2) між собою (в, г).

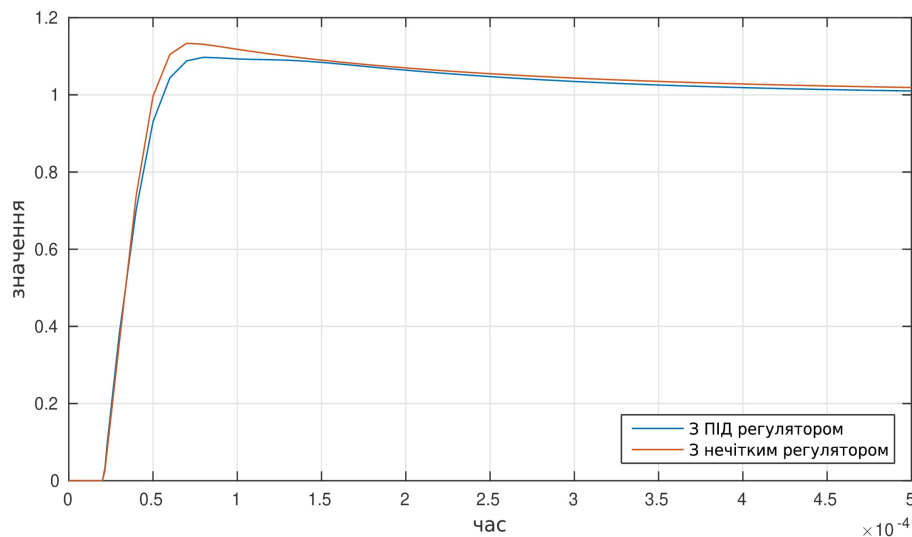


Рисунок 11 – Порівняння перехідного процесу

З рис. 11 видно, що перехідний процес із застосуванням нечіткого регулятора практично ідентичний перехідному процесу з еталонним ПІД регулятором. Певну різницю можна пояснити помилкою навчання.

**Висновки.** З аналізу результатів моделювання можна дійти висновку, що перехідні процеси з використанням обох регуляторів ідентичні за характеристиками. Це свідчить про успішне створення нечіткого регулятора за допомогою навчання ANFIS на наборі даних, отриманому в результаті симулювання роботи системи з ПІД регулятором. Відкритим питанням залишається порівняння регуляторів у різноманітних умовах і пошук можливостей покращення якості керування і, відповідно, перехідного процесу.

### Список літератури

1. Схемотехніка інверторних джерел живлення для дугової зварки: Учеб. посібник для студ. / Е. Н. Верещак [и др.]. – Николаев: Укр. гос. мор. техн. ун-т ім. Адм. Макара., 2000. – 283 с.
2. Михайленко В. С. Аналіз методу створення бази правил нечіткого регулятора по бажаній траєкторії перехідного процесу ПІ - регулятора [Електронний ресурс] / В. С. Михайленко, А. Н. Харабет, Н. В. Даниченко // Технічні засоби і інформаційні технології у системах управління. – 2010. – Т. 1, № 1.
3. real knows engineering. Anfis Adaptive Neuro Fuzzy Inference System Neuro Fuzzy Detail easiest Explanation – YouTube [Electronic resource], 2021 / real knows engineering. – Mode of access: <https://www.youtube.com/watch?v=POH1q9BKEps>. – Title from screen.
4. Salleh M. N. M. Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System: Overview, Strengths, Limitations, and Solutions [Electronic resource] / M. N. M. Salleh, N. Talpur, K. Hussain // Lecture Notes in Computer Science. – [S. l.], 2017. – Pp. 527–535.
5. MathWorks. Neuro-Adaptive Learning and ANFIS – MATLAB & Simulink [Electronic resource] / MathWorks. – Mode of access: <https://www.mathworks.com/help/fuzzy/neuro-adaptive-learning-and-anfis.html>. – Title from screen.
6. Нейромережа: що це, як працює, найкращі приклади [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.gen.tech/post/sho-take-neiromerezh>. – Назва з екрана.
7. Вікіпедія. Штучна нейронна мережа [Електронний ресурс] / Вікіпедія. – Режим доступу: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Штучна\\_нейронна\\_мережа](https://uk.wikipedia.org/wiki/Штучна_нейронна_мережа). – Назва з екрана.
8. Wikipedia. Adaptive neuro fuzzy inference system [Electronic resource] / Wikipedia. – Mode of access: [https://en.wikipedia.org/wiki/Adaptive\\_neuro\\_fuzzy\\_inference\\_system](https://en.wikipedia.org/wiki/Adaptive_neuro_fuzzy_inference_system). – Title from screen.
9. Полубехін А. А. Огляд нейро нечітких систем [Електронний ресурс] / А. А. Полубехін, А. Ю. Шафроненко // Період Трансформаційних Процесів В Світовій Науці: Задачі Та Виклики. – 2024. – С. 328–329.
10. Дранишников Л. В. Нечітке і нейромережеве моделювання в системах управління [Електронний ресурс] / Л. В. Дранишников // Грааль Науки. – 2021. – № 5. – С. 153–159.
11. Mosavi M.-R. Design of Efficient Adaptive Neuro-Fuzzy Controller Based on Supervisory Learning Capable for Speed and Torque Control of BLDC Motor / M.-R. Mosavi, A. Rahmati, A. Khoshsaadat // Przegląd Elektrotechniczny. – 2012. – Т. 88. – S. 238–246.
12. Akcayol M. A. Application of adaptive neuro-fuzzy controller for SRM [Electronic resource] / M. A. Akcayol // Advances in Engineering Software. – 2004. – Vol. 35, no. 3–4. – Pp. 129–137.
13. Nejad M. B. Adaptive neuro-fuzzy inference systems controller design on Buck converter [Electronic resource] / M. B. Nejad, S. M. Ghamari, H. Mollaei // The Journal of Engineering. – 2023. – Vol. 2023, no. 10. – Pp. e12316.

#### УДК 621.319.4

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

Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв

### ДОСЛІДЖЕННЯ ТРИВАЛОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МІЦНОСТІ (РЕСУРСУ) ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ СИСТЕМИ ЗАНУРЮВАЛЬНИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ІМПУЛЬСНИХ КОНДЕНСАТОРІВ

Забезпечення господарства України нафтою та газом завжди було актуальним завданням. У процесі експлуатації нафтових і газових свердловин кількість корисних копалин, що видобуваються з них, поступово зменшується. Це пояснюється зниженням проникності призабійної зони свердловини за рахунок накопичення різного роду відкладень.

Найбільш перспективним способом очищення призабійної зони та підвищення дебіту свердловин є навантаження призабійної зони імпульсним тиском, що виникає в результаті електричного розряду в рідині. Так, після обробки нафтових та газових свердловин занурювальними розрядно-імпульсними установками типу «Скиф», що створюються в ІПТ НАН України (ІПТ), видобуток нафти та газу зі свердловин відновлюється практично до проектної величини [1]. При цьому необхідно відзначити надзвичайно важкі умови експлуатації установок, особливо в частині робочої температури навколишнього середовища у свердловинах – до 80 °С для газових свердловин та до 100 °С для нафтових свердловин. Крім того, на відміну від розрядно-імпульсних установок загальнопромислового виконання, свердловинні пристрої мають виконання, що жорстко визначається специфічними функціональними особливостями, такими як транспортабельність, зовнішній діаметр установки, що визначається діаметром свердловини, мінімальні масогабаритні показники, при необхідності швидкого та зручного збирання та розбирання установки.

Одним із шляхів вирішення зазначених проблем є підвищення питомих енергетичних характеристик високовольтних імпульсних конденсаторів, що входять до складу занурювальних розрядно-імпульсних установок, (відношення енергії конденсатора, що запасується, до його об'єму) при збереженні величини сумарного напрацювання (ресурсу) конденсатора від початку його експлуатації до переходу в критичний стан.

Проведені раніше експериментальні дослідження показали, що застосування у високовольтних імпульсних конденсаторах діелектричних систем на основі полімерних плівок, з просоченням малов'язкої неполярної рідиною, дозволяє підвищити, в порівнянні з застосовуваним раніше паперово-плівковим діелектриком, питому об'ємну енергоємність конденсаторів до двох разів при збереженні ресурсу, або більш ніж на порядок підвищити ресурс конденсатора при збереженні величини його питомої об'ємної енергоємності [2-4].

В ІПТТ в результаті досліджень електрофізичних характеристик різних плівкових діелектричних структур та їх компонентів було отримано, що найбільш перспективним для застосування як робочого діелектрика високовольтних імпульсних конденсаторів є тришаровий комбінований поліпропіленово-поліетилентерефталатний діелектрик, який просочений малов'язкою рідиною [5, 6].

Так як занурювальні конденсатори призначені для експлуатації в умовах підвищених температур, виникає питання компенсації температурної зміни обсягу просочуючого діелектрика. Раніше для цих цілей у конструкціях конденсаторів застосовувалися металеві сильфони, які через постійні механічні навантаження на стиск - розтяг часто виходили з ладу. При цьому залежно від робочої температури експлуатації конденсаторів сильфони займали до 20 % корисного об'єму конденсатора. З метою підвищення надійності конденсаторів і зменшення їх довжини, що в свою чергу веде до збільшення питомої енергії конденсаторів по об'єму, з їх конструкції були виключені металеві сильфони. Натомість їх у конструкції конденсатора був передбачений певний, значно менший ніж для механічних компенсаторів об'єм, що заповнюється електрично міцним газом, який і є речовиною, що стискається.

При експлуатації конденсаторів за умов підвищених температур усередині корпусу конденсатора створюється надлишковий тиск і відбувається насичення рідкого діелектрика газом. Разом з тим, рідкий діелектрик, насичений газом, є одним з основних компонентів діелектричної системи високовольтного імпульсного конденсатора - твердий багатшаровий діелектрик – просочуюча рідина, довговічність якої значною мірою визначається електричною міцністю просочуючої рідини, як найбільш електрично слабкого компонента діелектричної системи.

З урахуванням цього, в ІПТТ раніше були проведені експериментальні дослідження з оцінки впливу температури та надлишкового тиску на електричну міцність касторового масла та поліметилсилоксанової рідини ПМС-20, при насиченні їх такими міцними електричними газами як елегаз і азот [7]. Також були проведені експериментальні дослідження з вивчення впливу підвищених температур і тиску на короткочасну електричну міцність діелектричної системи твердий багатшаровий діелектрик - просочуюча рідина (касторове масло або поліметилсилоксанова рідина ПМС-20), яка насичена елегазом або азотом [8]. Було встановлено, що надання газу початкового надлишкового тиску призвело до підвищення електричної міцності просочуючої рідини, насиченої електрично міцним газом, а відповідно, і діелектричної системи твердий багатшаровий діелектрик - просочуюча рідина, яка насичена електрично міцним газом у середньому до 30% залежно від типу діелектричної системи.

**Метою роботи** є дослідження впливу підвищених температур і тиску на тривалу електричну міцність (ресурс) діелектричної системи твердий багатшаровий діелектрик - просочуюча рідина, яка насичена електрично міцним газом і остаточний вибір діелектричної системи для занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів.

Експериментальні дослідження проводилися на двох типах плівкового діелектрика – тришаровому комбінованому поліпропіленово-поліетилентерефталатному діелектрику товщиною 39 мкм і чотиришаровому поліетилентерефталатному діелектрику товщиною 40 мкм, просочених поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20.

Для порівняння випробовувався п'ятишаровий комбінований паперово-поліетилентерефталатний діелектрик товщиною 55 мкм, просочений касторовою олією, який раніше застосовувався в занурювальних конденсаторах.

Як електрично міцні гази досліджувалися - елегаз і азот.

Експериментальні дослідження щодо визначення тривалої електричної міцності (ресурсу) обраних діелектричних систем проводилися на макетах циліндричних секцій.

Макети секцій розміщувалися в металевих індивідуальних випробувальних корпусах і піддавалися термовакуумному сушінню та просоченню за відповідними режимами – як для конденсаторів з плівковим діелектриком, так і для конденсаторів з комбінованим паперово-плівковим діелектриком. Для кожного виду випробувань було підготовлено по п'ять випробувальних корпусів.

З урахуванням коефіцієнтів об'ємного розширення поліметилсилоксанової рідини ПМС-20 та касторової олії з випробувальних корпусів відбувався злив частини рідини у відповідних кількостях, після чого випробувальні корпуси заповнювалися елегазом або азотом.

Ресурсні випробування макетів секцій проводилися лише за температури (100<sup>+5</sup>) °С, оскільки ця температура навколишнього середовища характеризує найбільш жорсткі умови експлуатації конденсаторів. Для порівняння випробування проводилися без початкового надлишкового тиску газу в корпусах випробувальних, так і при початковому надлишковому тиску 2·10<sup>5</sup> Па в випробувальних корпусах.

Визначення тривалої електричної міцності діелектричних систем проводилося в режимі коливального розряду: -

- робоча напруга, кВ 7,5;
- амплітуда розрядного струму, кА 4,8;
- декремент коливань розрядної напруги 11;
- період розрядного струму, мкс 8;
- частота проходження зарядів-розрядів, Гц 0,5.

Дані щодо визначення тривалої електричної міцності (ресурсу) різних типів діелектричної системи твердий багат шаровий діелектрик - просочуюча рідина, яка насичена електрично міцним газом, при температурі навколишнього середовища ( $100^{+5}$ ) °С та різних початкових надлишкових тисках наведені в таблиці 1. Для кожної з діелектричних систем вказані величини робочої напруженості електричного поля  $E_p$ , коли проводилися випробування.

Разом із значеннями усередненого значення тривалої електричної міцності (ресурсу)  $N_{cp}$ , для кожної з діелектричних систем приведено значення середнього квадратичного відхилення  $\sigma$ .

Таблиця 1 Дані щодо визначення тривалої електричної міцності (ресурсу) різних типів діелектричної системи

Твердий багат шаровий діелектрик	Товщина діелектрика, мкм	$E_p$ , кВ/мм	Просочуюча рідина	Електрично міцний газ					
				елегаз			азот		
				тиск, Па	$N_{cp}$ , зарядів-розрядів	$\sigma$ , зарядів-розрядів	тиск, Па	$N_{cp}$ , зарядів-розрядів	$\sigma$ , зарядів-розрядів
Поліпропіленово-поліетилен-терефталатний	39	192,3	Поліметилсилоксанова рідина ПМС-20	атм	$2,03 \cdot 10^5$	$2,4 \cdot 10^4$	атм	$1,93 \cdot 10^5$	$2,1 \cdot 10^4$
				$2,0 \cdot 10^5$	$2,45 \cdot 10^5$	$2,2 \cdot 10^4$	$2,0 \cdot 10^5$	$2,33 \cdot 10^5$	$1,6 \cdot 10^4$
Поліетилен-терефталатний	40	187,5	Касторова олія	атм	$1,77 \cdot 10^5$	$1,5 \cdot 10^4$	атм	$1,55 \cdot 10^5$	$1,2 \cdot 10^4$
				$2,0 \cdot 10^5$	$2,07 \cdot 10^5$	$2,1 \cdot 10^4$	$2,0 \cdot 10^5$	$1,83 \cdot 10^5$	$1,9 \cdot 10^4$
Папірово-поліетилен-терефталатний	55	136,4	Касторова олія	атм	$2,41 \cdot 10^4$	$1,3 \cdot 10^3$	атм	$2,14 \cdot 10^4$	$1,6 \cdot 10^3$
				$2,0 \cdot 10^5$	$2,87 \cdot 10^4$	$1,2 \cdot 10^3$	$2,0 \cdot 10^5$	$2,59 \cdot 10^4$	$1,8 \cdot 10^3$

**Висновки.** Аналіз експериментальних даних, наведених у таблиці 1, показав, що найбільшу тривалу електричну міцність мають діелектричні системи в яких просочуюча рідина насичена елегазом.

Результати випробувань діелектричної системи твердий багат шаровий діелектрик - просочуюча рідина, яка насичена електрично міцним газом, в умовах температури навколишнього середовища ( $100^{+5}$ ) °С, показали, що надання газу початкового надлишкового тиску  $2 \cdot 10^5$  Па веде до підвищення тривалої-електричної міцності (ресурсу) цієї системи більш ніж на 20% в порівнянні з результатами випробувань в умовах без початкового надлишкового тиску газу.

За результатами проведених експериментальних досліджень для створення занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів, що експлуатуються в умовах температури навколишнього середовища до 100 °С, вибраний комбінований поліпропіленово-поліетилен-терефталатний діелектрик, просочений поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20, яка насичена елегазом з початковим надмірним тиском в  $2 \cdot 10^5$  Па.

Необхідно відзначити, що проведення ресурсних випробувань виготовлених експериментальних зразків занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів на основі обраної діелектричної системи, з метою перевірки правильності прийнятих конструктивних рішень, економічно не доцільно, через високу вартість цих конденсаторів. Тому перевірка правильності прийнятих рішень буде здійснюватиметься методом збору статистичних даних з місць експлуатації конденсаторів.

#### Список використаних джерел

1. 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 // Материали XII Междунар. науч. школы-семинара «Физика імпульсних розрядів в конденсованих середовищах», 24-26 авг. 2005 г. Николаев: КП «Ник. обл. типографія» - 2005. С. 101-102.

2. 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.



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

4. Гунько В.И. Исследования конструкций пленочного диэлектрика для высоковольтных импульсных конденсаторов / В.И. Гунько, Л.И. Онищенко, С.О. Топоров, Т.А. Фещук // Электронная обработка материалов. – 2012. – № 2. – С. 93–96.

5. Топоров С.О. Порівняння електрофізичних характеристик різних комбінацій поліпропіленово-поліетилентерефталатного діелектрика, просоченого трансформаторним маслом Т-1500 та поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20 / С.О. Топоров, О.Я. Дмитрішин, В.І. Гунько, О.Д. Танасова, Т.А. Фещук // ВІСНИК НТУ «ХПІ» Серія: Техніка і електрофізика високих напруг – Харків: НТУ «ХПІ» – 2018 - № 36.– С. 25-29.

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

7. Гунько В.И. Экспериментальные исследования влияния азота и элегаза на электрическую прочность жидких диэлектриков / В.И. Гунько, И.Ю. Гребенников, А.Я. Дмитришин, Л.И. Онищенко, С.О. Топоров // Збірник наукових праць Національного університету кораблебудування. 2009. – №1. – С. 148–152.

8. 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](https://www.researchgate.net/publication/375715743_Conference_AE2023).

#### УДК 621.319.4

*Гунько В. І., Танасова О. Д., Перекупка І. А.*

*Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, м. Миколаїв*

### СТВОРЕННЯ ЕНЕРГОЄМНИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ІМПУЛЬСНИХ КОНДЕНСАТОРІВ ДЛЯ ЗАНУРЮВАЛЬНИХ ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК

Розробка та створення свердловинних занурювальних електророзрядних установок представляє значний науковий та практичний інтерес. Це обумовлено досить широкими можливостями їх використання для вирішення проблем повнішого вилучення таких корисних копалин з надр Землі, як нафта, газ, вода, а також для облаштування та ремонту свердловин [1,2]. Під час обробки занурювальна установка рухається в свердловині вздовж перфораційної зони, створюючи електричні розряди із заданою частотою. При цьому відбувається очищення свердловини від шкідливих парафіністих, бітумних та різних твердих відкладень та відновлюється її пористість у районі продуктивного пласта.

Високі вимоги до свердловинної занурювальної установки пояснюються специфічними умовами її експлуатації – вона повинно мати циліндричну форму, при цьому діаметр її визначається діаметром оброблюваної свердловини. При цьому конструкція установки повинна забезпечувати надійну експлуатацію в умовах зовнішнього гідростатичного тиску до 50 МПа та температури навколишнього середовища до 100 °С.

Для зменшення габаритів та маси занурювальної частини свердловинна установка має блокову структуру, більша частина довжини та маси якої припадає на блок ємнісного накопичувача електричної енергії. Створення малогабаритних занурювальних установок можливе за рахунок збільшення питомої об'ємної енергоємності кожного високовольтного імпульсного конденсатора блоку ємнісних накопичувачів електричної енергії.

**Метою роботи** є створення високовольтного імпульсного конденсатора для блоку ємнісного накопичувача електричної енергії занурювальної електророзрядної установки з високими значеннями питомої об'ємної енергоємності.

Питання створення малогабаритного накопичувача електричної енергії вирішувалося і раніше [3,4] - розміщенням в одному циліндричному корпусі кількох окремих конденсаторів. У [3] в циліндричному корпусі розташовані послідовно з'єднані кільцеві, концентрично намотані конденсатори, капсульовані епоксидною смолою. Циліндричний корпус, з розміщеними в ньому конденсаторами, залитий рідким діелектриком, який при підвищенні температури всередині корпусу через клапан компенсуючого пристрою скидається в навколишнє середовище. Недоліком даної конструкції блоку накопичувачів, на наш погляд, є її складність і низька надійність при експлуатації.

У [4], в циліндричному корпусі, заповненому рідким діелектриком, розміщені окремі конденсатори. Конденсатори виконані у індивідуальних прямокутних корпусах. Компенсація температурної зміни об'єму

рідкого діелектрика здійснюється за допомогою додаткового корпусу тонкостінного прямокутного перерізу, виконаного у вигляді еластичної оболонки. До недоліків даної конструкції слід віднести нераціональне використання об'єму циліндричного корпусу блоку накопичувачів енергії, що не дозволяє забезпечити високі значення питомої об'ємної енергоємності.

Провідне становище у світі щодо створення занурювальних установок підвищення дебіту нафтових та газових свердловин займають - ІПТ НАН України (Україна), «Novas Energy» (США) та «Blue Spark Energy» (Канада).

Дані фірм «Novas Energy» та «Blue Spark Energy», що є у відкритому доступі, в основному носять рекламний характер і є фактично переліком послуг, а технічні характеристики використовуваних для обробки нафтових і газових свердловин занурювальних електророзрядних установок відсутні [5-7].

Ємнісний накопичувач електричної енергії свердловинних установок СФ100М, створених ІПТ НАН України, для експлуатації при температурах навколишнього середовища до 100 °С, є блоком з трьох паралельно з'єднаних високовольтних імпульсних конденсаторів ІКП-30-0,8 на робочу напругу 30 кВ, номінальною ємністю 0,8 мкФ. Запасана енергія конденсатора 360 Дж, діаметр корпусу 101,6 мм, довжина корпусу 1150,0 мм з питомою об'ємною енергоємністю 30,8 Дж/дм<sup>3</sup>. У конструкціях конденсаторів застосований комбінований паперово-плівковий діелектрик, просочений касторовою олією. Ресурс конденсатора -  $5 \cdot 10^5$  зарядів-розрядів при робочій напруженості електричного поля у діелектрику 100 кВ/мм.

Підвищення питомої об'ємної енергоємності високовольтних імпульсних конденсаторів на основі комбінованого паперово-плівкового діелектрика, просоченого касторовою олією, стало можливим за рахунок підвищення робочої напруженості електричного поля у діелектрику конденсатора з 100 кВ/мм до 127,7 кВ/мм. Підвищення величини робочої напруженості електричного поля у діелектрику відбулося за рахунок зменшення числа послідовно з'єднаних конденсаторних секцій у конструкції конденсатора. А це, у свою чергу, дозволило зменшити кількість конденсаторів у блоці ємнісного накопичувача електричної енергії свердловинної установки СФ100М до двох конденсаторів ІКП-30-1,2. Запасана енергія конденсатора ІКП-30-1,2 – 540 Дж, діаметр корпусу – 101,6 мм, довжина корпусу – 1350,0 мм, а питома об'ємна енергоємність – 39,37 Дж/дм<sup>3</sup>. В, але ресурс конденсатора зменшився до  $4 \cdot 10^5$  зарядів-розрядів.

Подальше підвищення питомої об'ємної енергоємності високовольтних імпульсних конденсаторів на основі комбінованого паперово-плівкового діелектрика, просоченого касторовою олією, для занурювальних електророзрядних установок, при збереженні ресурсу конденсаторів не менш  $1 \cdot 10^5$  зарядів-розрядів на даний момент часу технічно неможливо.

Як показали проведені в ІПТ дослідження, значний прорив в області підвищення питомої об'ємної енергоємності високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних електророзрядних установок можливо при переході від паперово-плівкового діелектрика, просоченого касторовою олією до робочого діелектрика на основі полімерних плівок, просочуваних малов'язкою діелектричною рідиною [8-10].

В ІПТ НАН України наразі проводяться роботи зі створення високовольтних імпульсних конденсаторів на основі плівкового діелектрика для занурювальних установок, призначених для експлуатації при температурі навколишнього середовища 100 °С за перспективи підвищення робочої температури до 125 °С. Створення таких конденсаторів зажадало проведення комплексу теоретичних та експериментальних досліджень щодо визначення перспективи підвищення питомих енергетичних характеристик та ресурсу конденсаторів на базі плівкових діелектриків, пошуку та вибору діелектричних систем, що забезпечують надійну роботу конденсаторів залежно від ресурсу та режиму експлуатації, впливу конструкційних матеріалів на електрофізичні характеристики рідких діелектриків, що працюють в умовах сильних електричних полів. У результаті було визначено допустимі значення робочої напруженості електричного поля в діелектрику секцій конденсатора залежно від ресурсу та режиму експлуатації, визначені технологічні особливості виготовлення конденсаторів з плівковим діелектриком, обрано режими термовакuumного сушіння та просочення.

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 запасється 1080 Дж при довжині корпусу конденсатора 1615 мм, діаметром 101,6 мм. Як робочий діелектрик конденсатора застосований плівковий діелектрик на основі комбінації поліпропіленової та поліетилентерефталатної плівок, просочених поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20, що має кінематичну в'язкість при 20 °С не більше 20 м<sup>2</sup>/с. Робоча напруженість електричного поля в діелектрику конденсатора становить 192,3 кВ/мм, а питома об'ємна енергоємність конденсатора - 82,5 Дж/дм<sup>3</sup>, тобто конденсатор має такий рівень питомої об'ємної енергоємності, який недосяжний при використанні паперово-плівкового діелектрика. Ресурс конденсатора -  $1,7 \cdot 10^5$  зарядів-розрядів при частоті проходження зарядів-розрядів 0,25 Гц,  $1,88 \cdot 10^5$  зарядів-розрядів при частоті проходження зарядів-розрядів 0,5 Гц і  $2,0 \cdot 10^5$  зарядів-розрядів при частоті проходження зарядів-розрядів 1,0 Гц. з ПВ = 0,5. Застосування зазначеного конденсатора дозволило зменшити кількість конденсаторів у блоці ємнісних накопичувачів електричної енергії занурювальної електророзрядної установки СФ100.2М з двох до одного.

З метою скорочення часу обробки свердловин за рахунок збільшення енергії в імпульсі для електророзрядного пристрою СФ100.3М створений 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 при довжині корпусу конденсатора 2130 мм, діаметр - 101,6 мм. Збільшення довжини корпусу конденсатора відбулося за рахунок того, що у конструкції конденсатора застосовано паралельне з'єднання пакетів конденсаторних секцій. Робочий діелектрик конденсатора - плівковий, на основі комбінації поліпропіленової та поліетилентерефталатної плівок, просочених поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20. Робоча напруженість електричного поля у діелектрику конденсатора становить 198,9 кВ/мм, а питома об'ємна енергоємність конденсатора - 88,7 Дж/дм<sup>3</sup>. Ресурс конденсатора 1,36·10<sup>5</sup> зарядів-розрядів при частоті проходження зарядів-розрядів 0,25 Гц, 1,47·10<sup>5</sup> зарядів-розрядів-при частоті проходження зарядів-розрядів 0,5 Гц з ПВ=0,5 та 1,6·10<sup>5</sup> зарядів-розрядів при частоті проходження зарядів-розрядів 1,0 Гц з ПВ = 0,33.

**Висновки.** Результати робіт із застосування в конструкції високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальної електророзрядної установки робочого діелектрика на основі полімерних плівок, просочених малов'язкою діелектричною рідиною дозволили:

- забезпечити такий рівень питомої об'ємної енергоємності конденсаторів, який не може бути досягнутий при використанні паперово-плівкового діелектрика;

- скоротити кількість конденсаторів, у блоці ємнісних накопичувачів електричної енергії занурювальної установки, з трьох або двох до одного.

Перевірку ресурсу експериментальних зразків високовольтних імпульсних конденсаторів ІСП-30-2,4 та ІСП-35-2,5 буде виконано методом збору статистичних даних з місць експлуатації занурювальних електророзрядних установок.

#### 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 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. 2005. С. 101-102.

3 А.с. СССР 127736 НО1Г 1/02 Погружной блок конденсаторов / ВНИИБТ и Серпуховский завод «Конденсатор», 1959., опубл. 23.11.60, бюл. № 8

4 А.с. СССР 875490 НО1Г 1/147 Погружной блок конденсаторов / Ю.М. Княжевский, В.А. Гущекский, А.П. Киреев, 1976., опубл. 23.10.81, бюл. № 39

5 Novas Energy - <http://www.colex-unru/energo/tehnologiya-povysheniya.net>.

6 Blue Spark Energy - <http://www.bluesparkenergy.net>.

7 Дмитришин А.Я. Исследования конструкций пленочного диэлектрика для высоковольтных импульсных конденсаторов/ А.Я. Дмитришин, В.И. Гунько, Л.И. Онищенко, С.О. Топоров, Т.А. Фещук // Электронная обработка материалов. – 2012. – № 2. – С. 93–96.

8 Дмитришин О.Я. Електрофізичні характеристики комбінованого плівкового діелектрика на основі поліпропіленової та поліетилентерефталатної плівок / О.Я. Дмитришин, В.І. Гунько, С.О. Топоров // ВІСНИК Національного технічного університету «ХПІ» – 2018 -№ 36 (1312).– С. 20-24.

9 Топоров С.О. Порівняння електрофізичних характеристик різних комбінацій поліпропіленово-поліетилентерефталатного діелектрика, просоченого трансформаторним маслом Т-1500 та поліметилсилоксановою рідиною ПМС-20 / С.О. Топоров, О.Я. Дмитришин, В.І. Гунько, О.Д. Танасова, Т.А. Фещук // ВІСНИК Національного технічного університету «ХПІ» – 2018 -№ 36 (1312).– С. 25-29.

**УДК 004. 056**

*Піряник А. Р., студент, група 3321, Солобута Л. В., к.т.н., доцент  
Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова, м. Миколаїв*

**СТВОРЕННЯ ШВИДКОДІЮЧОГО РАДІОМОСТА ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ МІЖ КОМП'ЮТЕРАМИ**

Передача даних між комп'ютерами або іншими комп'ютерними пристроями, особливо на відкритій місцевості, є актуальною, т.к. крім відстані, має місце наявність перешкод різного походження. Отримати сигнал без спотворень є проблемою.

Проблема вирішується різними шляхами: підвищення потужності сигналу, використанням фільтрів, використанням спеціальних матеріалів та схем, тощо.

Доля вирішення проблеми пропонується використання плати Arduino Nano: пристрій на базі мікроконтролера ATmega328 для обробки та передачі даних на ПК через UART та передачі на радіомодуль RFM69HCW через SPI.

Модуль RFM69HCW: прийомопередавач високої потужності на базі SX1231.

Перетворювач логічних рівнів: Двохнаправлений 4-канальний перетворювач логічних рівнів представляє собою мініатюрний пристрій, який знижує 5В-сигнали до 3.3В, і підвищує 3.3В-сигнали до 5В. Перетворювач також працює з пристроями, логічний рівень яких становить 2.8В і 1.8В. Одна така плата здатна перетворювати напруги між 4 виводами на одній стороні і 4 виводами на іншій.

**Програмна реалізація проекту складається з:** бібліотеки SPI, що використовується для роботи з пристроями, які підтримують Serial Peripheral Interface (SPI). У даному випадку, вона використовується для взаємодії з RFM69HCW модулем через SPI; бібліотека RH\_RF69.h, що дозволяє легко взаємодіяти з RFM69HCW радіомодулем, забезпечуючи високорівневий інтерфейс для передачі та отримання даних через радіохвильовий канал.

**Налаштування модуля включає:**

- Serial.begin(57600): Налаштування інтерфейсу Serial на швидкість 57600 біт/сек.
- pinMode та digitalWrite: Налаштування пінів для виводу та скидання RFM69HCW модуля.
- rf69.init(): Ініціалізація RFM69HCW модуля.
- rf69.setFrequency(RF69\_FREQ): Налаштування частоти RFM69HCW модуля.
- rf69.setTxPower(20, true): Встановлення потужності передачі RFM69HCW модуля.
- rf69.setEncryptionKey(key): Встановлення ключа для шифрування даних.

Якщо RFM69HCW модуль отримує дані (rf69.available()), вони зчитуються у буфер buf. При цьому використовується розширення функції getch, щоб отримати довжину отриманих даних.

Далі виконується обробка отриманих даних. У даному коді проводиться обробка спеціальних символів "@" для відсічення зайвих символів на початку та в кінці отриманого рядка.

Якщо є доступні дані для відправки через інтерфейс Serial (Serial.available()), вони зчитуються у буфер buffer. Далі дані розбиваються на частини розміром не більше 58 байт, обрамлені символами "@" та відправляються через RFM69HCW модуль.

Після відправки кожної частини, використовується rf69.waitPacketSent() для очікування завершення відправки, і delay(5) для невеликої затримки між відправками.

**Алгоритм роботи пристрою:**

1. Ініціалізація:
  - o Налаштування пінів та створення об'єкта rf69 для взаємодії з RFM69HCW модулем через SPI.
  - o Налаштування Serial для виведення інформації на монітор.
  - o Ручне скидання RFM69HCW модуля та його ініціалізація.
2. Налаштування RFM69HCW:
  - o Встановлення частоти роботи RFM69HCW модуля та потужності передачі.
  - o Встановлення ключа для шифрування даних.
3. Головний цикл loop:
  - o Отримання даних від RFM69HCW модуля:
    - Перевірка наявності отриманих даних (rf69.available()).
    - Якщо дані отримані, вони зчитуються у буфер buf.
    - Обробка отриманих даних, виключення символів "@" на початку та в кінці рядка.
    - Виведення оброблених даних на Serial.
  - o Відправка даних через RFM69HCW модуль:
    - Перевірка наявності даних для відправки через Serial (Serial.available()).
    - Читання даних з Serial до символу '\0' (нуль-термінатор).
    - Розбиття даних на частини розміром не більше 58 байт, обрамлені символами "@".
    - Кожна частина відправляється через RFM69HCW модуль.
    - Затримка після відправки кожної частини для уникнення конфліктів.

Готовий та налаштований пристрій був протестований.

### Тестування виявило дві основні проблеми:

1. Проблема з керуючими символами ASCII, а саме: при прямій передачі даних через радіомодуль не відбувалася коректна передача керуючих символів ASCII. (рисунк 2).

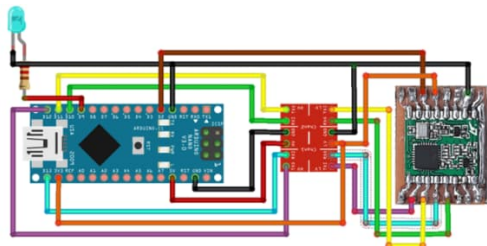


Рисунок 1 – Схема підключення

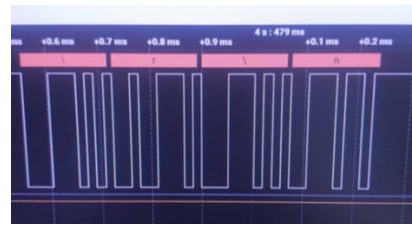


Рисунок 2 – Передача 4 символів замість 2 керуючих

Для коректної передачі даних було вирішено перед та після кожного пакету було додано символ "@" як маркер початку та кінця пакету. Це рішення дозволило уникнути проблем з керуючими ASCII символами, забезпечуючи стабільність передачі та коректне розпізнавання даних.

2. Проблема зі швидкістю передачі, а саме: швидкість передачі була недостатньою для своєчасної передачі всіх пакетів. Малі швидкі пакети скоплювалися в один великий (рисунк 3).

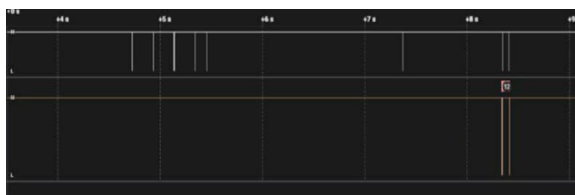


Рисунок 3 – Не своєчасна передача пакетів та скучкування їх

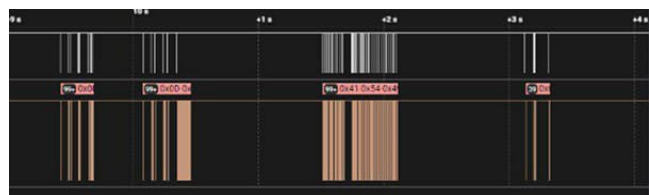


Рисунок 4 – Передача сигналу після оптимізації

Для вирішення цієї проблеми було проведено оптимізацію коду бібліотеки та головного коду, а саме: виключити непотрібні функції та оптимізувати код для підвищення ефективності передачі даних та зменшити накладні витрати на обробку та передачу даних. Також було змінено мікроконтролер, а саме: заміна поточного мікроконтролера на більш швидкий та потужніший, що має більше ресурсів для обробки та передачі даних. Це може включати в себе перехід на мікроконтролер з більшою частотою тактування, більшим обсягом пам'яті, або обидві зазначені характеристики (рисунк 4).

Обидва варіанти рішення можуть бути реалізовані для покращення швидкості та ефективності передачі даних через радіомодуль. Вибір між оптимізацією коду та зміною мікроконтролера залежить від конкретних вимог проекту та обмежень.

**Висновки.** Під час тестування проекту на Arduino Nano із радіомодулем RFM69HCW виявлено дві основні проблеми. Перша проблема полягала в тому, що керуючі символи ASCII не передавалися коректно через радіомодуль. Цю проблему вдалося вирішити додаванням символу "@" перед та після кожного пакету. Друга проблема включала недостатню швидкість передачі, що призводило до накопичення пакетів. Для вирішення цього питання запропоновано два варіанти: оптимізація коду або заміна мікроконтролера на більш швидкий та потужніший.

### Список використаних джерел

1. Michael Margolis. Arduino Cookbook: Recipes to Begin, Expand, and Enhance Your Projects 3rd Edition. – McGraw-Hill. 2020. 800 p.
2. Simon Monk. The TAB Book of Arduino Projects: 36 Things to Make with Shields and Proto Shields. – McGraw-Hill. 2014. 355 p.
3. Ariel Luzzatto. Wireless Transceiver Design: Mastering the Design of Modern Wireless Equipment and Systems. – Wiley. John Wiley & Sons, LTD. 2016. 400 p.
4. Практичний досвід використання NanoStation AC LoCo. Стаття. Режим доступу: <https://ntools.com.ua/information/faq/prakticheskij-opyt-ispolzovanija-nanostation-ac-loco>.
5. Інструменти для планування бездротової мережі. Стаття. Режим доступу: <https://wifi.kz/articles/instrumenty-dlya-planirovaniya-besprovodnoy-seti/>



## ЗМІСТ

<b>ПЛЕНАРНА СЕКЦІЯ</b> .....	3
<i>Обрубов А. В., Павлов Г. В., Вінниченко І. В.</i> Особливості визначення передавальних функцій перетворювачів за обвідною .....	3
<i>Козлов М. О., Жук Д. О., Жук, О. К., Лінченко В. В.</i> Високочастотна модель системи загальносуднового асинхронного електропривода за схемою "АІН з ШІМ - АД".....	8
<i>Дьяконов О. С., Воскобоєнко В. І. Крамаренко А. В.</i> Перспективи впровадження САПР Еrplan для розробки та виробництва судових головних розподільних щитів.....	14
<i>Топалов А. М.</i> Автономний робот для відбору та аналізу проб води.....	19
<i>Костенко Д. В., Овсянников В. М.</i> Використання сучасної судової сигналізації в навчальному процесі .....	20
<i>Трешнюк А. І., Дьяконов О. С.</i> Розробка системи дистанційного керування дроном.....	28
<i>Прищепов Є. О.</i> Удосконалення рефлексометричного вимірювального перетворювача рівня.....	31
<i>Демідов І. А.</i> Побудова траєкторії руху МРО з урахуванням невизначеностей у вигляді перешкод.....	33
<i>Горбов В. Ю.</i> Робастно оптимальна система керування квадрокоптером в режимі руху програмованою траєкторією для задач моніторингу місцевості.....	34
<i>Іхсанов Ш. М., к.т.н., доц., Пустовий А. О.</i> Дослідження швидкості передачі та захист інформації в TCP/IP комунікаціях .....	37
<b>СЕКЦІЯ 1. ЕНЕРГЕТИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ</b> .....	41
<i>Бабкін Г. В., Овсянников В. М.</i> Втілення перетворювачів постійного струму в потужнисулову енергетику.....	41
<i>Чекунов В. К., Новогрецький С. М.</i> Особливості розрахунку перехідних процесів у гребній електричній установці змінного струму .....	45
<i>Костюченко В. І., Меліхов Д. С., Новогрецький С. М., Чекунов В. К.</i> Втрати активної потужності в магнітопроводі при поперечному підмагнічуванні постійним струмом .....	47
<i>Буряк В. С., Кудрявцев О. С.</i> Компенсаційні стабілізатори з низькими втратами напруги .....	50
<i>Верещаго Є. М., к.т.н., Стогнієнко Є. В., Зівенко О. В., Єременко А. П.</i> Створення нейро-нечіткого контролера для керування джерелом живлення.....	52
<i>Гулько В. І., Танасова О. Д., Фещук Т. А.</i> Дослідження тривалої електричної міцності (ресурсу) діелектричної системи занурювальних високовольтних імпульсних конденсаторів .....	59
<i>Гулько В. І., Танасова О. Д., Перекупка І. А.</i> Створення енергоємних високовольтних імпульсних конденсаторів для занурювальних електророзрядних установок.....	62
<i>Піряник А. Р., Солобуто Л. В.</i> Створення швидкодіючого радіомоста для передачі даних між комп'ютерами .....	65

*Наукове видання*

**СУЧАСНІ ПРОБЛЕМИ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ – 2024**

**ВСЕУКРАЇНСЬКА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ**

**25 квітня 2024 року**

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

**МАТЕРІАЛИ КОНФЕРЕНЦІЇ**

*(українською мовою)*

Відповідальний за випуск А.В. Обрубов  
Комп'ютерна верстка А.В. Обрубов