УДК 621.314 DOI: https://doi.org/10.15407/techned2026.04.015

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ДИНАМІЧНОЇ МОДЕЛІ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА СУДНОВОЇ СИСТЕМИ РОЗМАГНІЧУВАННЯ

Г.В. Павлов[*], докт.техн.наук, **А.В. Обрубов**[**], докт.техн.наук, **І.Л. Вінниченко**[***], канд.техн.наук, **А.М. Фоменко**[****], канд.техн.наук
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна
E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrubov@nuos.edu.ua; i.l.vinnychenko@gmail.com; fomenko.mk@gmail.com.

Метою *роботи є визначення структури та параметрів неперервної лінійної динамічної моделі двотактного резонансного перетворювача зі змінною полярністю вихідних величин, призначеного для живлення контуру розмагнічування судна.* ***Завдання*** *роботи полягає в обробці експериментальних даних перехідних характеристик дослідного перетворювача. Перетворювач складається з мостового інвертору, послідовної резонансної гілки з трансформатором напруги і циклоконвертору, навантаженого на контур розмагнічування, який представлено послідовною RL-гілкою без фільтруючої ємності або RLC-колом з фільтруючою ємністю. Регулювання вихідних величин здійснюється почергово частотним і широтним способами. Регульований перетворювач розглядається як динамічна керована система з входами зі сторони живлення (вплив збурення) і зі сторони керування (вхідний вплив), Під час переходу від широтного до частотного регулювання якісно змінюється характер електромагнітних процесів і їх складно описати єдиною теоретичною математичною моделлю.* ***Методами дослідження****, які використано в роботі, є операторний метод для опису математичної моделі силової схеми та експериментально-аналітичний метод для визначення параметрів наближеної динамічної моделі перетворювача. В ході експериментів параметри наближеної динамічної моделі підбиралися методом градієнтного спуску задля мінімізації квадратичних відхилень між перехідними кривими, отриманими від імітаційних моделей, і перехідними кривими, отриманими від наближеної динамічної моделі.* ***В результаті*** *отримано масиви значень параметрів наближеної динамічної моделі, які дали змогу встановити закономірності між регулюючими величинами і параметрами динамічної моделі резонансного перетворювача. Даний підхід також підтвердив гіпотезу про відповідність структури наближеної динамічної моделі передавальній функції пасивної частини силової схеми перетворювача на проміжку неперервного зв'язку між входом і виходом. Запропонована наближена динамічна модель резонансного перетворювача дає змогу синтезувати автоматичні регулятори вихідних величин та аналізувати вплив нестабільності та низькочастотних коливань напруги живлення на вихідні величини. Представлені результати можуть бути використані у процесі досліджень одно- або багатоконтурних мостових високочастотних резонансних перетворювачів, що застосовуються в системах розмагнічування суден.* Бібл. 24, рис. 5.

Ключові слова: динамічна модель, експериментально-аналітичний метод, імітаційна модель, передавальна функція, резонансний перетворювач, суднова система розмагнічування, циклоконвертор.

Вступ. Виконавчим компонентом суднової системи розмагнічування є перетворювач електроенергії, який працює у відповідності до завданих функцій часу в низькочастотному діапазоні (одиниці Гц) [1–3]. У разі імпульсного формування вихідного струму [4] може застосовуватися додатковий ємнісний накопичувач. Важливою вимогою до даного перетворювача є малий рівень пульсацій від процесів перетворення і напруги мережі [3, 5], оскільки пульсації струму створюють відчутний електромагнітний фон навколо корабля, який може бути зафіксований технічними пристроями. Тому під час проєктування системи розмагнічування перетворювач представляється динамічною моделлю, що дає змогу компенсувати пульсації зі сторони живлення і фільтрувати високочастотні пульсації від процесів перетворення. Резонансний перетворювач електроенергії послідовного типу з циклоконвертором (ПРП-Ц) зі змінною полярністю вихідної напруги, який зазвичай використовується в системах резервного живлення від сонячних батарей та інших автономних джерел живлення [6, 7], також може

© Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л., Фоменко А.М., 2026
ORCID: * https://orcid.org/0000-0002-4937-1828; ** https://orcid.org/0000-0001-9667-1703;
*** https://orcid.org/0000-0002-3768-1060; **** https://orcid.org/0009-0005-9163-2090
© Видавець ВД «Академперіодика», НАН України, 2026
Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk

бути використаним для живлення контурів розмагнічування суден. Перевагами ПРП-Ц в порівнянні з нерезонансними перетворювачами є комутація в нулі струму або (і) напруги, низькі комутаційні втрати та низькі генеровані електромагнітні перешкоди [8, 9]. Динамічна модель ПРП-Ц, незважаючи на розгляд динаміки перетворювачів електроенергії в багатьох наукових публікаціях, наприклад, в [10–12, 15, 16, 22–24], потребує додаткового визначення, оскільки динамічні моделі ПРП-Ц з *RL*- або *RLC*-навантаженням не представлені в необхідному для даного дослідження вигляді в розглянутих публікаціях. Для регулювання вихідних величин ПРП-Ц почергово використовуються широтний та частотний способи, що дещо ускладнює аналітичний опис процесів силової схеми та визначення єдиної динамічної моделі. Тому задля визначення структури наближеної динамічної моделі було використано структуру силової схеми, а параметри динамічної моделі визначено експериментально-аналітичним методом.

Метою даного дослідження є визначення структури і параметрів наближеної динамічної моделі ПРП-Ц з *RL*- або *RLC*-навантаженням, характерним для контурів суднових систем розмагнічування. Динамічна модель ПРП-Ц потрібна задля здійснення синтезу регуляторів системи авторегулювання вихідного струму частотним методом. Параметри регуляторів потім можуть бути уточнені чисельними методами та вході натурних експериментів.

Ідеєю дослідження є використання імітаційної моделі ПРП-Ц для експериментально-аналітичного визначення параметрів динамічної моделі. Гіпотезою дослідження є припущення щодо відповідності структури наближеної динамічної моделі передавальній функції пасивної частини схеми ПРП-Ц в ті міжкомутаційні проміжки часу, коли вхід і вихід силової схеми мають неперервний причинно-наслідковий зв'язок. Перевірити цю гіпотезу можливо за допомогою процедур наближення частотних характеристик або перехідних процесів імітаційної моделі і наближеної динамічної моделі. Якщо при цьому вдається встановити кінцеві параметри наближеної динамічної моделі в діапазоні регулювання вихідних величин, гіпотезу можна вважати підтвердженою.

1. Дослідна схема, імітаційна модель та умови експериментів. Основними складовими схеми ПРП-Ц на рис. 1, *а* є мостовий інвертор з керованими ключами S_1-S_4, циклоконвертор з керованими ключами S_5, S_6, джерело живлення з постійною напругою U_s і навантаження Z_{dc}. Стрілками показано позитивну полярність струмів і напруг на елементах схеми. В ідеалізованій схемі припускається, що силові ключі S_1-S_6 комутуються миттєво, послідовна комутація суміжних ключів погоджена за часом і відбувається без «нульових» пауз, опір замкненого ключа прагне до нуля, а опір розімкненого ключа – до нескінченності. Пари ключів S_1, S_4 і S_2, S_3 мостового інвертору почергово замикаються і розмикаються через рівні проміжки часу з робочою частотою f_g. На виході інвертору виникає прямокутна змінна напруга u_{g1}, яка на виході трансформатору напруги *TV* трансформується в напругу u_{g2}. Ключі циклоконвертору S_5 і S_6 замикаються і розмикаються теж з робочою частотою f_g в сталому режимі або з частотою, близькою до робочої частоти, в перехідних режимах за незалежній комутації. В гілці з елементами R_r, L_r, C_r виникають коливання резонансного струму i_r. В навантаженні Z_{dc} створюється вихідний струм i_q з постійною складовою і з низькочастотними складовими з частотами до десятків Гц. Регулювання вихідного струму може здійснюватися частотним і фазовим способами, коли змінюються робоча частота інвертору і фазовий зсув послідовності комутації ключів циклоконвертору S_5 і S_6 відносно послідовності комутації ключів інвертору S_1-S_4 [9, 10]. В процесі плавного регулювання частотним і фазовим способами комутація ключів відбувалася за різних знаках напруги і струму ключа до і після моменту комутації і лише в окремих випадках – за нулі напруги і струму [11–13]. В такому разі всі силові ключі ПРП-Ц повинні бути повністю керованими і двоспрямованими, наприклад, поєднані

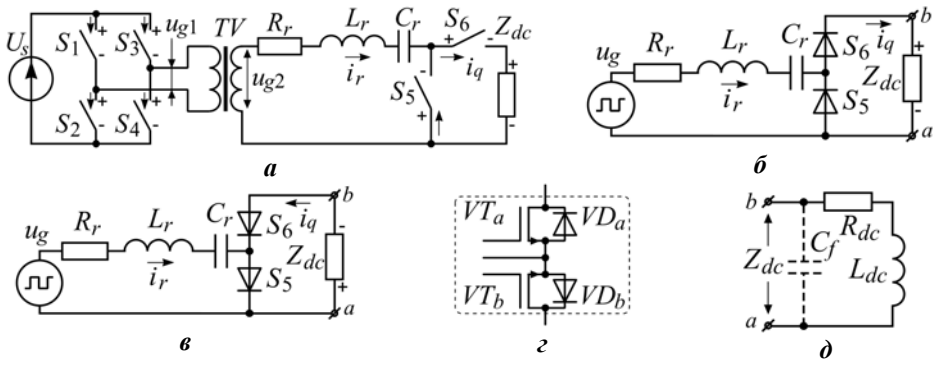


Рис. 1. Ідеалізована схема ПРП-Ц (*а*) та його еквівалентні схеми для позитивної (*б*) та негативної (*в*) полярності вихідного струму, схема двоспрямованих ключів з діодами (*г*), еквівалентна схема навантаження Z_{dc} (*д*)

пари транзисторів VT_a і VT_b зі зворотними діодами VD_a і VD_b (рис. 1, *г*) [14]. Якщо ключі циклоконвертору S_5 і S_6 будуть працювати з природньою комутацією за принципом дії діодів, можна обмежитися тільки частотним способом регулювання. Тоді зміна полярності вихідних величин здійснюватиметься замиканням певних діодів паралельними ключами в S_5 і S_6, що демонструють схеми на рис. 1, *б, в*, *г* для позитивної і негативної полярності вихідного струму. Оскільки частотне регулювання у разі обмеженні діапазону регулювання робочої частоти не дає можливості знижувати вихідний струм до нуля, на знижених рівнях вихідних величин вводиться широтне регулювання імпульсів напруги інвертору u_{g1} за максимальній робочій частоті. Ключі циклоконвертору S_5 і S_6 замикаються за позитивній напрузі і розмикаються за зворотному струмі. Так під час роботи на частоті вище частоти послідовного резонансу: $f_g > f_{r0}$, де $f_{r0}^2 = 1/(4\cdot\pi^2\cdot L_r\cdot C_r)$, можна досягти прийнятних умов комутації для транзисторів зі зворотними діодами [15]: замикання ключа за зворотній напрузі (коли спрацьовує зворотній діод) і розмикання ключа за прямому струмі. Транзистор VT_a в S_5 або в S_6 вмикається за негативній полярності (рис. 1, *в*), а транзистор VT_b – за позитивній полярності (рис. 1, *б*) вихідного струму за *RL*-навантаженні або вихідної напруги u_q за *RLC*-навантаженні.

Навантаження Z_{dc} представлено у вигляді *RLC*-кола на рис. 1, *д* з різним співвідношенням індуктивної або ємнісної складової, яке суттєво впливає на характер електричних процесів. Якщо переважає індуктивна складова, коли високочастотна складова струму i_L більша в індуктивності L_{dc}, ніж в ємності C_f, навантаження проявляє себе подібно до джерела струму. В такому разі в експериментах доцільно прийняти C_f=0 і навантаження вважати *RL*-колом (тут припустимо, що власна ємність контурів розмагнічування є порівняно малою). Якщо переважає ємнісна складова, коли високочастотна складова струму i_L більша в ємності C_f, ніж в індуктивності L_{dc}, навантаження проявляє себе подібно до джерела напруги. Тоді навантаження вважається *RLC*-колом з великою ємністю $C_f > L_{dc}/(Q_{dc_max}\cdot R_{dc}^2)$ або $C_f > 1/(4\cdot\pi^2\cdot L_{dc}\cdot f_{dcmax}^2)$.

Задля дослідження динаміки ПРП-Ц було використано ряд імітаційних моделей в пакетах *Multisim* та *Matlab*. Розглянемо одну з них – *Simulink*-модель на рис. 2, яка відповідає схемам на рис. 1 та містить: кероване джерело напруги “Ug” з помножувачем “Product”, що імітують інвертор; модулятор ширини і частоти імпульсів “PWM-F” для керування інвертором; групи ключів S1-D1, S2-D2 і S3-D3, S4-D4, що імітують ключі S_5 і S_6 циклоконвертору; резонансні елементи “Series RLC-Branch”; трансформатор напруги “Linear Transformer” та коло навантаження “CF-RL”.

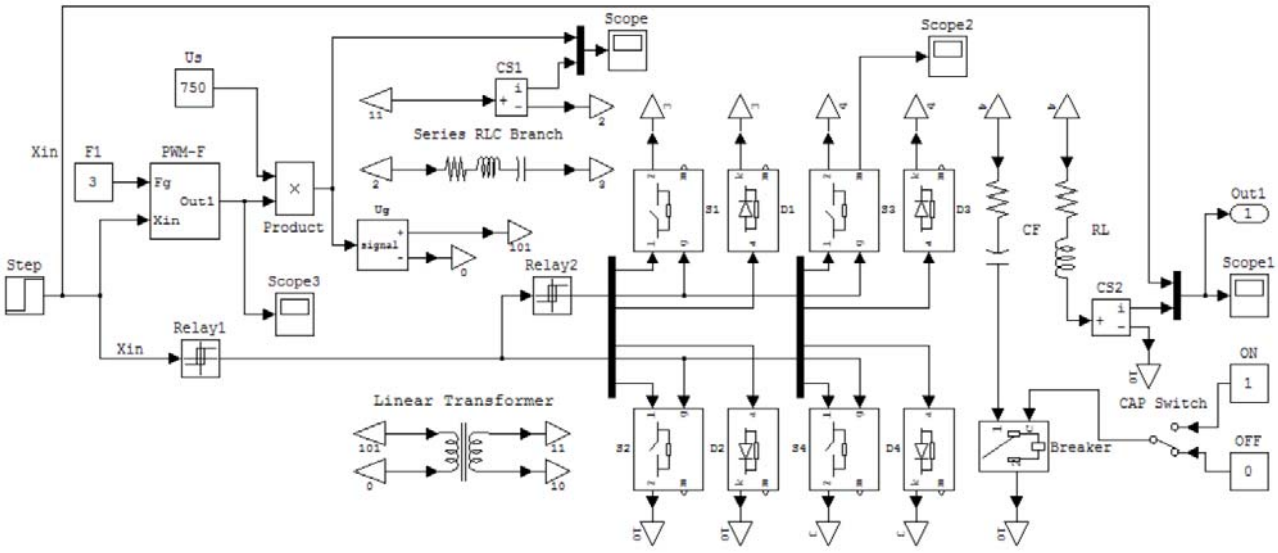


Рис. 2. Схема імітаційної *Simulink*-моделі ПРП-Ц

Амплітуда напруги інвертору задається константою “Us”. Фільтруюча ємність “CF” може включатися і відключатися від схеми за допомогою перемикача “Cap Switch” та “Breaker”. Навантаження “*RL*” представлено у вигляді котушки прямокутної форми з наступними розмірами: висота та ширина прямокутного перетину a_c=0,1 м та r_c=0,2 м; ширина та довжина прямокутного контуру по середній лінії котушки b_c=10 м та c_c=50 м. Електричні параметри навантаження розраховувалися за методикою [16] для котушки індуктивності з вищевказаними геометричними параметрами: кількість витків w_{dc}=20; площа перетину мідного проводу s_w=6,67 мм^2; діаметр проводу d_w=3 мм; активний опір

котушки R_{dc}=6,3 Ом; індуктивність котушки L_{dc}=46 мГн; номінальний струм котушки I_{dc}=20 А (намагнічувальна сила i_w=400 ампер-витків [5], щільність струму 3 А/мм^2), що відповідає активній потужності 2520 Вт.

Параметри середовища моделювання [17]: Start Time = 0 c; Stop Time = 0,5 c; Variable step; ode23t(mod. stiff/Trapezoidal); Max Step Size = 2e-6 c; Relative Tolerance = 1e-6. Параметри силової схеми розраховувалися попередньо як для схеми-прототипу *LLC*-перетворювача [18] з початковими даними: мінімальна напруга живлення 400 В; максимальна наруга живлення 750 В; вихідна потужність 3000 Вт; вихідна напруга 130 В. Резонансні індуктивність, ємність та опір активних втрат: L_r=2,55 мГн; C_r=10 мкФ; R_r=0,64 Ohm (добротність резонансної *RLC*-гілки Q_r=25). Резонансна частота f_{r0}=1000 Гц. Трансформатор напруги має коефіцієнт трансформації k_{tr}=0,5 та номінальну напругу, активний опір і індуктивність розсіювання первинної сторони відповідно: 750 В; 0,02 Ом; 33 мкГн. З вторинної сторони: 375 В; 0,02 Ом; 8 мкГн. Еквівалентний активний опір втрат в осерді 5000 Ом та індуктивність намагнічування 270 мГн. Мінімальна фільтруюча ємність *RLC*-навантаження $C_f \geq$1000 мкФ для максимальних добротності $Q_{dc\max}$=2,7 і резонансної частоти $f_{dc\max}$=24 Гц.

В моделі ПРП-Ц на рис. 2 реалізовано почергове широтно-частотне регулювання, яке дає змогу регулювати вихідні величини від 0% до 100% за обмеженої зміни робочої частоти [19–21]. У разі зростання вхідної величини x_{in} від нуля до 1 пропорційно зростає відносна ширина імпульсів γ від 0 до 1. Робоча частота f_g дорівнює 2 кГц. За зростанні x_{in} від 1 до 2 ширина імпульсів максимальна γ=1, і робоча частота f_g знижується від 2 кГц до 1 кГц (до частоти послідовного резонансу f_{r0}). Вихідні величини зростають. У разі подальшого зростання x_{in}>2 параметри імпульсів постійні γ=1 і f_g =1 кГц. Регулювання виразами: f_g = 2000 Гц для x_{in}<1; f_g = 1000·(3-x_{in}) Гц для $x_{in}\geq$1 і $x_{in}\leq$2; f_g = 1000 Гц для x_{in}>2; $\gamma = x_{in}$ для x_{in} <1; γ=1 для $x_{in}\geq$1, де $\gamma = 2\cdot t_p\cdot f_g$; t_p – довжина імпульсу.

Принцип роботи моделі на рис. 2 полягає в наступному. Вхідний сигнал x_{in} ступінчастої форми від блоку “Step” перетворюється у формувачі сигналів “PWM-F” в ширину і частоту імпульсів напруги інвертору, під дією якої в резонансних елементах “Series RLC-Branch” (*RLC*-гілка) і в ключах циклоконвертору виникає змінний резонансний струм. За позитивній полярності вхідного сигналу x_{in}>0 замикаються ключі S2 і S4. Діоди D1 і D3 працюють як однонапівперіодний випрямляч і створюють позитивний струм навантаження i_q (рис. 1, *б*). За x_{in}<0 замикаються ключі S1 і S3, діоди D2 і D4 створюють негативний струм навантаження i_q (рис. 1, *в*). Резонансний струм вимірюється віртуальним датчиком CS1, струм навантаження – датчиком CS2.

2. Теоретичне обґрунтування. Розглянемо схему заміщення силового кола ПРП-Ц на рис. 3 для двох частин робочого циклу довжиною T_g=1/(2·f_g). В першій частині перемикач *Sw* знаходиться в положенні *1* і резонансне коло та коло навантаження є розділеними. Енергія від інвертора накопичується в реактивних елементах L_r і C_r. В колі навантаження відбувається перерозподіл і часткове перетворення електроенергії від реактивних елементів L_{dc} і C_{dc} в тепло в активному опорі R_{dc}. В другій частині робочого циклу перемикач *Sw* знаходиться в положенні *2* і поєднує резонансне коло та коло навантаження. Відбувається неперервна передача енергії з входу на вихід ПРП-Ц. Енергія від інвертора перерозподіляється в реактивних елементах L_r, C_r, L_{dc}, C_{dc} і частково перетворюється в тепло в активному опорі R_{dc}.

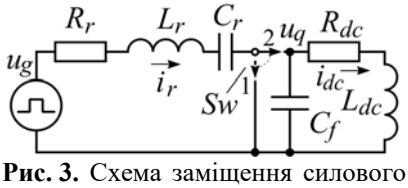


Рис. 3. Схема заміщення силового кола ПРП-Ц для першої частини робочого циклу (перемикач *Sw* в положенні 1) і для другої частини робочого циклу (перемикач *Sw* в положенні 2)

Лінійна динамічна модель ПРП-Ц може бути записана через опори гілок згідно схеми на рис. 3 у вигляді функцій оператору Лапласа $s=\sigma+j\cdot\omega$

$$Z_1 = R_r + s\cdot L_r + 1/(s\cdot C_r);\ Z_2 = 1/(s\cdot C_f);$$
$$Z_3 = R_{dc} + s\cdot L_{dc};\ Z_{dc} = Z_2\cdot Z_3/(Z_2+Z_3). \quad (1)$$

Передавальна функція ПРП-Ц по відношенню до вихідного струму для другої частини робочого циклу

$$G_{ui}(s) = i_{dc}(s)/u_g(s) = Z_2/\left(Z_1\cdot(Z_2+Z_3)+Z_2\cdot Z_3\right). \quad (2)$$

Характеристичне рівняння динамічної моделі має вигляд

$$H(s)+1 = Z_2/\left(Z_1\cdot(Z_2+Z_3)+Z_2\cdot Z_3\right) = 0. \quad (3)$$

Після алгебраїчних перетворень із (3) отримано передавальну функцію основної частини динамічної моделі ПРП-Ц, якщо її вважати структурою з одиничним зворотним зв’язком

$$H(s) = G_{ui}(s)/\left(1-G_{ui}(s)\right) = \left(Z_1\cdot\left(Z_2^{-1}+Z_3^{-1}\right)\right)^{-1} = Z_{dc}/Z_1, \quad (4)$$

де $1/Z_1=s\cdot C_r/(1+s\cdot R_r\cdot C_r+s^2\cdot L_r\cdot C_r)$ – провідність резонансної *RLC*-гілки і Z_{dc} – опір кола навантаження по відношенню до клем *a* і *b* на рис. 1, *б*, *в, д*. За *RL*-навантаженні опір навантаження має перший порядок: $Z_{dc}=R_{dc}\cdot(1+s\cdot\tau_{dc1})$. За *RLC*-навантаженні – другий порядок: $Z_{dc}=R_{dc}\cdot(1+s\cdot\tau_{dc1})/(1+s\cdot\tau_{dc2}+s^2/\omega_{dc}^2)$. Тут прийнято: $\tau_{dc1}=L_{dc}/R_{dc}$; $\omega_{dc}^2=1/(L_{dc}\cdot C_f)$; $\tau_{dc2}=R_{dc}\cdot C_f$.

В даному дослідженні підтвердилося наступне припущення. Еквівалентна неперервна передавальна функція ПРП-Ц з почерговим широтно-частотним регулюванням має порядок, не більший за порядок (4) з коефіцієнтами, що залежать також від регулюючих величин [22–24]. В даному випадку за великій фільтруючій ємності коло навантаження є аперіодичним, і можна прийняти $L_{dc}\to 0$, $Z_{dc}=R_{dc}/(1+s\cdot\tau_{dc2})$. Мінімальний порядок кола навантаження дорівнює 1, і порядок резонансної гілки дорівнює 2. Тоді наближена динамічна модель ПРП-Ц може бути представлена еквівалентною передавальною функцією 3-го порядку типу фільтру низьких частот

$$G_e(s)=\frac{1}{1+s/(2\cdot\pi\cdot f_{1e})}\times\frac{K_e}{\left(\frac{s}{2\cdot\pi\cdot f_{2e}}\right)^2+\frac{s}{2\cdot\pi\cdot f_{2e}\cdot Q_e}+1}, \qquad (5)$$

де $K_e=\Delta i_{dc}/\Delta x_{in}$ – коефіцієнт передачі; f_{1e} – частота полюсу першого порядку; f_{2e} – частота полюсу другого порядку; Q_e – добротність полюсу другого порядку.

Порядок і тип еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц можна також оцінити з розгляду експериментальних перехідних характеристик на рис. 4, *б* та логарифмічних амплітудно-частотних характеристик (ЛАЧХ) на рис. 4, *в, г*. Як видно, перехідні процеси за наявності фільтруючої ємності (верхні графіки на рис. 4, *б*) більш тривалі і мають більші викиди вихідного струму ПРП-Ц, що пояснюється властивостями кола навантаження, близьким до коливальної ланки. Перехідні характеристики знято під час подачі на імітаційну модель ПРП-Ц двоступеневих вхідних сигналів на рис. 4, *а*.

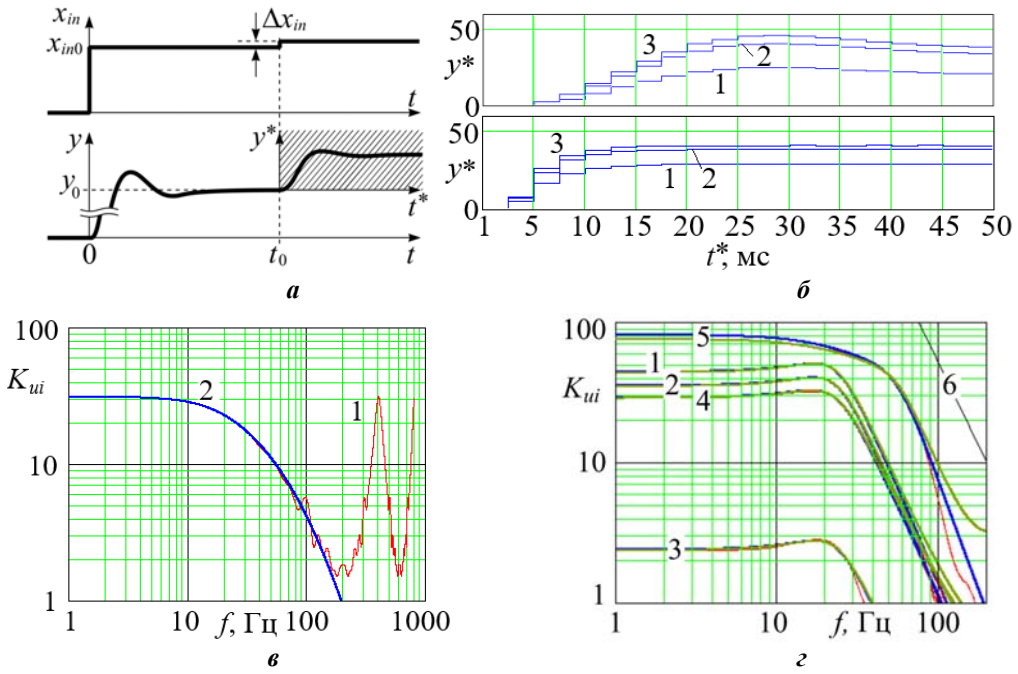


Рис. 4. Динамічні характеристики ПРП-Ц з параметрами навантаження R_{dc}=6,3 Ом, L_{dc}=46 мГн:
а – загальний вид перехідної характеристики;
б – нормовані перехідні характеристики: зверху – з *RLC*-навантаженням (C_f=5000 мкФ; $K_{ui}\approx$21, 35, 39 для кривих 1, 2, 3); знизу – з *RL*-навантаженням (C_f=0; $K_{ui}\approx$29, 38, 41 для кривих 1, 2, 3);
в –ЛАЧХ імітаційної моделі (крива 1) та наближеної динамічної моделі з *RL*-навантаженням (крива 2) та за $K_{ui}\approx$29;
г – сімейства ЛАЧХ з *RLC*-навантаженням для малої вхідної величини Δx_{in}=0,001 і за базових вхідних сигналах: x_{in0}=0,001 (крива 1); x_{in0}=0,2 (крива 2); x_{in0}=0,9 (крива 3); x_{in0}=1,2 (крива 4); x_{in0}=1,9 (крива 5). Лінія 6 демонструє нахил 3-го порядку -60 дБ/дек

Перша ступінь виводить ПРП-Ц в сталий режим роботи з базовою вхідною величиною x_{in0}. Після встановлення перехідних процесів в момент часу t_0 подається друга ступінь з малою величиною

приросту вхідної величини Δx_{in} = (0,05…0,1)·x_{in0}, за якій коефіцієнт передачі ПРП-Ц можна вважати незмінним K_e≈const. Із отриманого перехідного процесу $y(t)$ вибираються значення з постійним кроком y_k=$y(k{\cdot}T)$, з яких використовуються та нормуються вибірки перехідних характеристик $y^*(t^*)/\Delta x_{in}$ із заштрихованої області на рис. 4, *а* для t^*=$N{\cdot}T$. ЛАЧХ на рис. 4, *в*, *г* розраховано за допомогою *z*-перетворень (6) дискретних імпульсних перехідних функцій, які отримано як перші різниці вибірок нормованих перехідних характеристик (рис. 4, *б*) довжиною N=20…100 відліків з постійним періодом T=0,025 с. Останній член в виразі $L(\mathrm{z})$ (6) компенсує складник, що не входить в першу різницю

$$L(\mathrm{z}) = \left(1-\mathrm{z}^{-1}\right)\cdot\sum_{k=0}^{N} y_k^*\cdot\mathrm{z}^{-k} + y_N^*\cdot\mathrm{z}^{-N-1},\ K_{ui}(\omega) = \left|L(\mathrm{z})\right|\big/\Delta x_{in}\,, \tag{6}$$

де позначено $\mathrm{z}=e^{s\cdot T}$ – оператор дискретного перетворення Лапласа, тут s=j·ω; y_k^*, y_N^* – відліки перехідних процесів з відніманням базового рівня від першого ступеню y_k^*=y_k–y_{k0}; Δx_{in} – величина другого ступеню вхідного сигналу керування ПРП-Ц.

Коефіцієнт передачі еквівалентної передавальної функції визначається так

$$K_e = \left(\sum_{k=N-m}^{N} y_k^*\right)\Big/\left(m\cdot x_{in0}\right), \tag{7}$$

де m – кількість відліків сталого процесу. Інші параметри еквівалентної передавальної функції (5) визначаються підбором із порівняння експериментальних перехідних характеристик моделі на рис. 2 і розрахованих оригіналів $h(t)=\ell^{-1}\left[G_e(s,K_e,f_{1e},f_{2e},Q_e)/s\right]$, що представляють собою еквівалентні перехідні функції $h(t)$, методом градієнтного спуску. Критерієм, який потрібно зменшувати в ході покрокового підбору трьох параметрів f_{1e}, f_{2e}, Q_e, є сумарне квадратичне відхилення відліків нормованого перехідного процесу імітаційної моделі від перехідної функції наближеної динамічної моделі ПРП-Ц

$$S_e = \sum_{k=0}^{N}(y_k^* - h_k)^2\,, \tag{8}$$

де y_k^* – відліки експериментальних перехідних характеристик; h_k – відліки розрахованих по передавальній функції (5) перехідних характеристик. Циклічний підбір параметрів зупиняється, коли сума (8) перестає зменшуватися.

3. Результати експериментів і розрахунків. В ході експериментів з моделлю на рис. 2 для різних базових значень вхідної величини x_{in0} (сигналу керування вихідним струмом) знімалися перехідні процеси. Після обробки даних визначалися наступні параметри еквівалентної передавальної функції (5): K_e=$\Delta i_q/\Delta x_{in}$ – коефіцієнт передачі ПРП-Ц за управлінням; f_{1e}, Гц – частота полюсу першого порядку; f_{2e}, Гц – частота полюсу другого порядку; Q_e – добротність полюсу другого порядку. Узагальнені залежності параметрів від вхідної величини, що показані на рис. 5, було розраховано методом згладжування дискретних вибірок за формулою зважених середніх значень масивів параметрів

$$P(x_{in}) = \sum_{k=0}^{N}\left[p_k\Big/\left(\mu\cdot(x_{in}-x_{in0_k})^2+1\right)\right]\Big/\sum_{k=0}^{N}\left[1\Big/\left(\mu\cdot(x_{in}-x_{in0_k})^2+1\right)\right], \tag{9}$$

де $P(x_{in})$ – залежність одного із параметрів еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц від вхідної величини $K_e(x_{in})$, $f_{1e}(x_{in})$, $f_{2e}(x_{in})$, $Q_e(x_{in})$; N – розмір масиву параметрів; p_k – значення даного параметру із масиву параметрів; μ – коефіцієнт згладжування (тут μ=30); x_{in} – змінна від 0 до 2 вхідна величина ПРП-Ц; x_{in0_k} – значення базової вхідної величини для k-того параметру з масиву. Згладжені графіки залежностей параметрів еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц на рис. 5 побудовано на масивах-вибірках з не менш 20-ти значень кожного з підібраних параметрів на діапазоні вхідної величини x_{in}=0…2. Задля підвищення точності розрахунку по (9) доцільно використовувати масиви-вибірки з декількох експериментів моделювання з коригуванням коефіцієнту згладжування, які групуються в єдиний масив.

Графіки на рис. 5 демонструють немонотонну залежність коефіцієнту передачі ПРП-Ц K_e від вхідної керуючої величини: в зоні переходу від широтного до частотного регулювання (x_{in}≈1) його значення найменше і під час підходу до резонансної частоти (x_{in}≈1,8) за *RLC*-навантаженні коефіцієнт передачі стає максимальним. Залежність $K_e(x_{in})$ більш значна за *RLC*-навантаженні (рис. 5, *б*), оскільки резонансний контур ПРП-Ц працює з більшою фактичною добротністю внаслідок шунтування кола навантаження великою фільтруючою ємністю з малим реактивним опором на робочій частоті. Залежність K_e від напруги живлення практично пропорційна і пояснюється мультиплікативним впливом напруги живлення на вихідні величини ПРП-Ц.

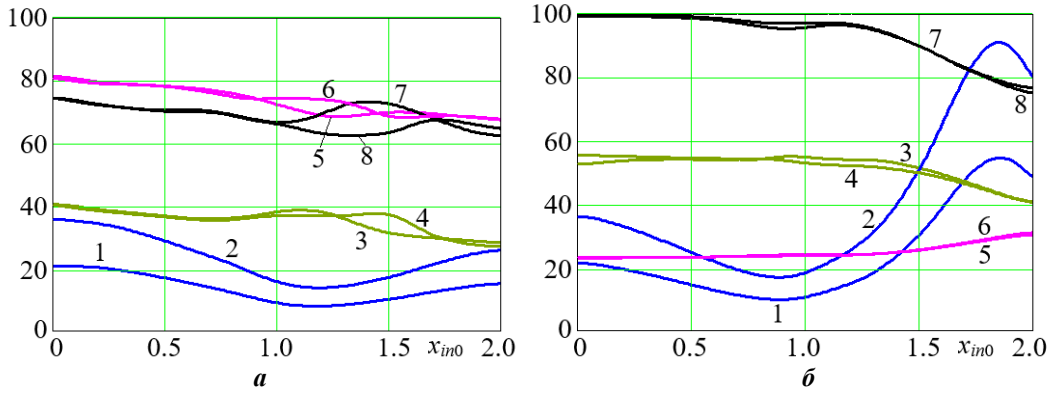


Рис. 5. Залежності параметрів еквівалентної передавальної функції ПРП-Ц від вхідної величини x_{in}: *а* – для *RL*-навантаження; *б* – для *RLC*-навантаження (криві: *1*, *2* – K_e; *3*, *4* – f_{1e}; *5*, *6* – f_{2e}; *7*, *8* – $100 \cdot Q_e$; *1*, *3*, *5*, *7* – для напруги живлення 450 В; *2*, *4*, *6*, *8* – для напруги живлення 750 В)

Інші параметри f_{1e}, f_{2e}, Q_e на рис. 5 очікувано демонструють незначну залежність від напруги живлення ПРП-Ц і помірні залежності від вхідного сигналу (змінюються в основному відносно менше, ніж вхідна величина). Тому надалі корисно дослідити адекватність запропонованої наближеної динамічної моделі ПРП-Ц за постійних параметрах f_{1e}, f_{2e}, Q_e і змінному параметрі підсилення K_e відповідно до статичних характеристик ПРП-Ц.

Висновки. В результаті дослідження визначено структуру наближеної лінійної динамічної моделі резонансного перетворювача з циклоконвертором. Параметри наближеної динамічної моделі визначено експериментально-аналітичним методом з використанням імітаційної схемно-структурної моделі перетворювача. Експериментально підтверджена збіжність процесів наближеної динамічної моделі «в малому» з імітаційними моделями дослідного перетворювача, створеними в різних пакетах моделювання, свідчить про правдоподібність отриманих результатів. Відмінність даного дослідження полягає в експериментальному підтвердженні гіпотези про відповідність структури наближеної динамічної моделі рівнянням пасивної частини силової схеми для міжкомутаційних проміжків з неперервним зв'язком між входом і виходом перетворювача. В той час відомі методи ідентифікації розглядають дослідну систему як «чорну скриню» з входом і виходом без відповідності отриманих виразів внутрішнім закономірностям системи. Отримана наближена динамічна модель призначена для синтезу автоматичних регуляторів вихідних величин резонансного перетворювача частотним методом. Проведене дослідження дає підстави для подальших напрямів досліджень: оцінки відхилень процесів моделі з узагальненими параметрами від процесів реального перетворювача; створення та оптимізація динамічних моделей перетворювачів з дозованою передачею енергії без неперервного зв'язку міх входом і виходом; визначення оптимальних з точки зору лінійності та швидкодії законів регулювання резонансних перетворювачів з циклоконверторами; дослідження залежності умов комутації від регулюючої величини за незалежної комутації силових ключів.

Роботу виконано в рамках державної бюджетної НДР: «Розробка енергоефективних засобів генерації та перетворення електроенергії для систем розмагнічування малих кораблів».

1. Varma R.A.R. Design of degaussing system and demonstration of signature reduction on ship model through laboratory experiments. *Physics Procedia*. 2014. Vol. 54. Pp. 174-179. DOI: https://doi.org/10.1016/j.phpro.2014.10.056.
2. Jin H., Hong W., Zhihong Z. A new simple method to design degaussing coils using magnetic dipoles. *Journal of Marine Science and Engineering*. 2022. Vol. 10. No 10. Pp. 1495-1512. DOI: https://doi.org/10.3390/jmse10101495.
3. Huang C., Liu S., Li Z., Liu Z. Improved degaussing power supply applied to ship degaussing system. *Proc. of the 16th Annual Conference of China Electrotechnical Society*. Lecture Notes in Electrical Engineering. 2022. Vol. 889. Pp. 1100-1110. DOI: https://doi.org/10.1007/978-981-19-1528-4_112.
4. Wikkerink D., Mor A. R., Polinder H., Ross R. Magnetic signature reduction by converter switching frequency modulation in degaussing systems. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. Pp. 74103-74110. DOI: https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3190616.
5. Bekers D., Lepelaars E. Degaussing system design optimization. *Proc. of 8th International Marine Electromagnetics Conference (MARELEC 2013)*, Hamburg, Germany, 2013. Pp. 1-10. URL: https://resolver.tno.nl/uuid:963e495e-34e0-4653-b59d-a98ddfd4ce38 (accessed at 02.03.2025).

6. Nayanasiri D.R., Vilathgamuwa D.M., Maskell D.L. Half-wave cycloconverter-based photovoltaic microinverter topology with phase-shift power modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2013. Vol. 28. No 6. Pp. 2700-2710. DOI: https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2227502.
7. Prasanna Kumar C., Jayakrishna G. Half-wave cycloconverter based PV micro-inverter topology power modulation with phase shift. *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research*. 2015. Vol. 4. Iissue 3. Pp. 547-553. URL: https://ijsetr.com/uploads/241635IJSETR4105-104.pdf#:~:text=PRASANNA%20KUMAR.CH%2C%20JAYAKRISHNA.G.%20International%20Journal%20of&text=Half%2DWave%20Cycloconverter%20Based%20PV%20Micro%2Dinverter%20Topology%20Power%20Modulation%20with%20Phase%20Shift (accessed at 01.03.2025).
8. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Determining the dynamic model of the charging resonant converter with inductive coupling by an experimental analytical method. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 4 (8-118). Pp. 17–28. DOI: https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526.
9. Dymerets A.V., Yershov R.D., Gorodny A.N., Revko A.S., Denisov Y.O. Control characteristics of zero-current-switching quasi-resonant buck converter under variation of resonant circuit and load parameters. *Proc. of IEEE EUROCON 2021 - 19th International Conference on Smart Technologies*, 2021. Pp. 443-448. DOI: https://doi.org/10.1109/EUROCON52738.2021.9535597.
10. Harrison M.J., Zimmanck D.R., Fornage M. Method and apparatus for multiphase shift power converter control. USA patent US 10,707,775 B2. No 14/450,699. 2015.
11. Pique R., Fossas E. The serial resonant converter with controlled rectifier stage. *Proc. of European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany. 2005. Pp 1-10. DOI: https://doi.org/10.1109/EPE.2005.219292
12. Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I. Optimizing the operation of charging selfgenerating resonant inverters. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 1(5-115). Pp. 23–34. DOI: https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148.
13. Pavlov G., Vinnychenko I., Nazarova N., Vinnychenko D., Obrubov A. Study of the effect of transformer windings coupling coefficient of flyback resonant converter for wireless energy transfer on its output characteristics. *Proc. of IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2022. Pp. 1-6. DOI: https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916434.
14. Krishnaswami H. Photovoltaic microinverter using single-stage isolated high-frequency link series resonant topology. *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Phoenix, USA, 2011. Pp. 495-500. DOI: https://doi.org/10.1109/ECCE.2011.6063810.
15. Abdalmula M. A new concept of two-stage multi-element resonant-/cyclo-converter for two-phase IM/SM motor. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2013. Vol. 11. No 4. Pp. 244-250. DOI: https://doi.org/10.15598/aeee.v11i4.836.
16. Pressman A.I., Billings K. Morey T. Switching Power Supply Design.. The McGraw-Hill. 2009. 880 p.
17. Model Configuration Pane: Solver that Computes States and Outputs for Simulation. URL: https://www.mathworks.com/help/simulink/gui/solver.html (accessed at 01.03.2025).
18. De Simone S. AN2450 Application note. LLC resonant half-bridge converter design guideline. STMicroelectronics. 2014. 35 p. URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an2450-llc-resonant-halfbridge-converter-design-guideline-stmicroelectronics.pdf (accessed at 02.03.2025).
19. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Estimation of energy efficiency of the frequency converter based on the resonant inverter with pulse-density control. *IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, Ukraine, 2018. Pp. 101-105. DOI: https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559499.
20. Esmailirad S., Beiranvand R., Varjani A.Y. Using the frequency and pulse width modulation techniques for regulating the LLC resonant converter output voltage. *Proc. of 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, Teheran, Iran, 2018. Pp. 30-37. DOI: https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2018.8343767.
21. Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I., Kazariezov A. Properties of resonant converter as controlled object with amplitude, frequency and pulse-width methods of output voltage regulation. *Proc. of 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2024. Pp. 1-6. DOI: https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10877986.
22. Baha B., Tokhi M.O. Dynamic modelling and control of resonant switch mode converters. *Control Engineering Practice*. 1997. Vol. 5. Issue 11. Pp. 1533-1542. DOI: https://doi.org/10.1016/S0967-0661(97)10007-7.
23. Ojo O., Bhat I. The dynamics of a series resonant converter with third-order commutation network. *Proc. of Southeastern Symposium on System Theory*, Tuscaloosa, USA, 1993. Pp. 48-52. DOI: https://doi.org/10.1109/SSST.1993.522740.
24. Youssef M. Z., Pinheiro H., Jain P. K. A Sampled-data reduced order dynamic model for a self-sustained series-parallel resonant converter. *EPE Journal*. 2005. Vol. 15(1). Pp. 5-18. DOI: https://doi.org/10.1080/09398368.2005.11463577.

DETERMINATION OF PARAMETERS OF THE RESONANT POWER CONVERTER DYNAMIC MODEL OF THE SHIP DEMAGNETIZATION SYSTEM

G.V. Pavlov, A.V. Obrubov, I.L. Vinnychenko, A.M. Fomenko
Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
9, Heroiv Ukrainy Ave., Mykolaiv, 54007, Ukraine.
E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrubov@nuos.edu.ua; i.l.vinnychenko@gmail.com; fomenko.mk@gmail.com.

The aim *of the work is to determine the structure and parameters of a continuous linear dynamic model of a push-pull resonant converter with variable polarity of output values, intended for powering the ship's demagnetization contours.* ***The task*** *of the work is to process the experimental data of the transient characteristics of the experimental converter. The converter consists of a bridge inverter, a series resonant branch with a voltage transformer and a cycloconverter loaded on the demagnetization circuit, which is represented by a series RL branch without a filtering capacitance or an RLC circuit with a filtering capacitance. The output values are adjusted alternately by frequency and pulse-width modulation methods. The regulated converter is considered as a dynamic controlled system with inputs from the power supply side (disturbance effect) and from the control side (input effect). When switching from latitudinal to frequency regulation, the nature of electromagnetic processes changes qualitatively and it is difficult to describe them with a single theoretical mathematical model.* ***The research methods*** *used in the work are the operator method for describing the mathematical model of the power circuit and the experimental-analytical method for determining the parameters of the approximate dynamic model of the converter. During the experiments, the parameters of the approximate dynamic model were selected by the gradient descent method to minimize the quadratic deviations between the transition curves obtained from the simulation models and the transition curves obtained from the approximate dynamic model.* ***As a result****, arrays of values of parameters of the approximate dynamic model (transmission coefficient, two coupling frequencies and second-order pole quality factor) were obtained, which allowed to establish regularities between the regulating quantities and parameters of the dynamic model of the resonant converter. This approach also allowed to confirm the hypothesis about the correspondence of the structure of the approximate dynamic model to the transfer function of the passive part of the power circuit of the converter in the interval of continuous connection between the input and output. The proposed approximate dynamic model of the resonant converter allows to synthesize automatic regulators of output quantities and to analyse the influence of instability and low-frequency fluctuations of the supply voltage on the output quantities. The presented results can be used in the study of single- or multi-circuit bridge high-frequency resonant converters used in ship demagnetization systems.* References 24, figures 5.

Keywords: dynamic model, experimental-analytical method, simulation model, transfer function, resonant converter, ship demagnetization system, cycloconverter.

Надійшла 05.03.2026
Прийнята 06.05.2026