

УДК 621.314
DOI [https://doi.org/10.15589/znp2025.3\(501\).15](https://doi.org/10.15589/znp2025.3(501).15)

DETERMINATION OF DYNAMIC AND STATIC CHARACTERISTICS OF A RESONANT CONVERTER BY IDENTIFYING ITS SIMULATION MODEL

ВИЗНАЧЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ТА СТАТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА СПОСОБОМ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ЙОГО ІМІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ

Gennadiy V. Pavlov
pavlov.gv.nuk@gmail.com
ORCID: 0000-0002-4937-1828

Andrii V. Obrubov
andrii.obrubov@nuos.edu.ua
ORCID: 0000-0001-9667-1703

Irina L. Vinnichenko
i.l.vinnichenko@gmail.com
ORCID: 0000-0002-3768-1060

Oleg S. Savitskas
olegsavitskas@gmail.com
ORCID: 0009-0007-9579-2299

Г. В. Павлов,
докт. техн. наук, професор

А. В. Обрубів,
докт. техн. наук, доцент

І. Л. Вінниченко,
канд. техн. наук, доцент

О. С. Савіцкас,
аспірант

Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

Abstract. Purpose. The purpose of the study is to determine the dynamic parameters of a bridge resonant power converter with a high-frequency transformer by experimental-analytical method using a generalized simulation model, which will allow obtaining more general results in comparison with the study of full-scale samples or circuit models of converters.

The simulation model corresponds to the dynamic model of a resonant converter, which is based on linear equations of the passive part of the converter circuit and on structures that simulate the operation of nonlinear components.

During the study, the following tasks were solved: creation of a simulation model; experimental determination of characteristics; determination of equivalent transfer functions by system identification methods.

Methodology. The research used computer numerical modeling to determine static characteristics and experimental-analytical method of studying dynamic characteristics of resonant converter using as an object of identification its simulation model, which is built from structural blocks (links) with inputs and outputs and connected to each other by cause-and-effect relationships. Also used were methods of differential and integral calculation, methods of experimental data processing, methods of mathematical modeling of processes in schemes of resonant converters of electric power.

The results of studies of dynamic characteristics in bridge resonant converters of series type with transformers are presented in the form of graphic characteristics and transfer functions, which approximately describe the dynamics of the resonant converter.

Scientific novelty. For the first time, experimental dynamic characteristics of a series-type bridge resonant converter with a high-frequency transformer were obtained using a generalized simulation model based on linear equations and nonlinear cause-and-effect structures, which makes it possible to determine the dependence of the dynamic parameters of the converter on the parameters of the elements of the passive part of the circuit without developing a full analytical mathematical model of the converter.

Practical significance. It consists in building generalized simulation models of a bridge resonant converter with a high-frequency transformer, which make it possible to study the static characteristics and dynamics of resonant converters similar to those considered in the article.

Key words: experimental-analytical method; simulation model; transfer function; resonant power converter; static characteristic.

Анотація. Мета. Метою дослідження є визначення динамічних параметрів мостового резонансного перетворювача електроенергії з високочастотним трансформатором експериментально-аналітичним методом

з використанням узагальненої імітаційної моделі, що дозволить отримати більш загальні результати в порівнянні з дослідженням натурних зразків або схемних моделей перетворювачів.

Імітаційна модель відповідає динамічній моделі резонансного перетворювача, яка заснована на лінійних рівняннях пасивної частини схеми перетворювача і на структурах, що імітують роботу нелінійних компонентів. В ході дослідження вирішувалися наступні задачі: створення імітаційної моделі; експериментальне визначення характеристик; визначення еквівалентних передавальних функцій методами ідентифікації систем.

Методика. В дослідженнях використано комп'ютерне чисельне моделювання для визначення статичних характеристик і експериментально-аналітичний метод дослідження динамічних характеристик резонансного перетворювача з використанням в якості об'єкту ідентифікації його імітаційної моделі, яка побудована зі структурних блоків (ланок) з входами і виходами та поєднаними між собою за причинно-наслідковими зв'язками. Також використано методи диференціального та інтегрального обчислення, методи обробки експериментальних даних, методи математичного моделювання процесів у схемах резонансних перетворювачів електроенергії.

Результати досліджень динамічних характеристик у мостових резонансних перетворювачах послідовного типу з трансформаторами представлено у вигляді графічних характеристик та передавальних функцій, що наближено описують динаміку резонансного перетворювача.

Наукова новизна. Вперше отримано експериментальні динамічні характеристики мостового резонансного перетворювача послідовного типу з високочастотним трансформатором з використанням узагальненої імітаційної моделі, заснованої на лінійних рівняннях і нелінійних причинно-наслідкових структурах, яка дає можливість визначити залежності динамічних параметрів перетворювача від параметрів елементів пасивної частини схеми без розробки повної аналітичної математичної моделі перетворювача.

Практична значимість. Полягає в побудові узагальнених імітаційних моделей мостового резонансного перетворювача з високочастотним трансформатором, які дають можливість досліджувати статичні характеристики та динаміку подібних до розглянутого в статті резонансних перетворювачів.

Ключові слова: експериментально-аналітичний метод; імітаційна модель; передавальна функція; резонансний перетворювач електроенергії; статична характеристика.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Мостовий резонансний перетворювач (РП) послідовного типу з високочастотним трансформатором може застосовуватися в системах живлення електронної апаратури, в зварювальних джерелах живлення, високовольних джерелах напруги і струму, у системах розмагнічування суден, в зарядних пристроях різного призначення, у тому числі і з індукційним зв'язком між зарядним пристроєм і пристроєм, що заряджається. В кожному застосунку необхідно розраховувати параметри РП відповідно до навантаження для досягнення бажаних характеристик. Тому використання експериментально-аналітичних методів, динамічних та імітаційних моделей (ДМ та ІМ), що дають змогу визначити достатньо точні характеристики РП, є актуальною науково-практичною задачею. Гіпотезою досліджень є припущення про правдоподібність результатів імітаційного моделювання. Якщо модельовані процеси в ІМ будуть в достатній мірі збігатися з процесами зразка РП, то напевно і змодельовані характеристики будуть відповідати характеристикам реального РП.

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Властивості та процеси схем з коливальними контурами, до яких подібна схема РП, описані в теорії радіотехніки переважно для квазісталих режимів роботи [1]. В роботі [2] представлено LLC-РП з використанням методу скінченних елементів

і з розрахунками характеристик лише в квазісталих режимах роботи перетворювача. В [3, 4] автори розглядають перебіг електромагнітних процесів, але не розраховують лише статичні характеристики. В публікації [5] описано визначення лінеаризованої динамічної моделі РП послідовного типу для її застосування в моделях систем живлення. Отже, з деяких робіт по динаміці перетворювачів [5, 7, 8, 11, 13, 14] можна зробити висновок, що еквівалентні передавальні функції мають порядок, не менший кількості реактивних елементів силової схеми. Наприклад, для мостового РП з трансформатором порядок передавальної функції може доходити до шостого. Тому актуальним є пошук способів зменшення порядків еквівалентних передавальних функцій.

Дискретна ДМ в [5] пов'язує значення електромагнітних процесів між рівновіддаленими відліками, що є прийнятним для перетворювачів з постійною робочою частотою, але для перетворювачів зі змінною робочою частотою така модель буде не точною. Тому математичне моделювання перетворювачів виконують за методами неперервних структурних моделей [6] і еквівалентних неперервних схем [7]. Методи в [6, 7] є зручними для малих порядків (1–3) передавальних функцій. В інших випадках аналіз РП виконують методами теорії радіотехнічних схем, наприклад, методом огибаючої коливаний [8], що дає змогу описати схему з інвертором-модулятором і з випрямлячем-демодулятором. Для опису

статичних характеристик РП біля резонансних частот придатний метод першої гармоніки [9, 10]. Перспективним підходом для врахування невизначених процесів складного характеру всередині перетворювачів є експериментально-аналітичні методи, які можна застосовувати і для схемних моделей [11, 12], і для систем типу «чорна скриня» з входами і виходами [13, 14] – наприклад, для перетворювачів з неописаною структурою та принципом дії.

ВІДОКРЕМЛЕННЯ НЕВИРШЕНИХ РАНІШЕ ЧАСТИН ЗАГАЛЬНОЇ ПРОБЛЕМИ

Аналітичні методи дослідження дозволяють визначити загальні закономірності, але можуть бути занадто громіздкими. Спрощення аналітичних виразів досягається введенням припущень і зменшенням кількості входних даних, що знижуватиме точність результатів. Експериментальні методи дають точніші результати, але вони будуть справедливими тільки для досліджених схем і не можуть розповсюджуватися на інші схеми. Отже, використовуючи експериментально-аналітичний метод, для досягнення загальної результату доцільно в якості об'єкту ідентифікації використовувати більш узагальнену ІМ, в якій пасивні лінійні підсхеми заміщено блоками, визначеними аналітично, а активні нелінійні елементи заміщено структурами з причинно-наслідковими зв'язками.

МЕТА ДОСЛІДЖЕННЯ

Метою дослідження є визначення динамічних параметрів мостового РП з високочастотним трансформатором експериментально-аналітичним методом з використанням узагальненої ІМ, що дозволить отримати більш загальні результати в порівнянні з дослідженням натурних зразків або схемних моделей перетворювачів.

МЕТОДИ, ОБ'ЄКТ ТА ПРЕДМЕТ ДОСЛІДЖЕННЯ

В дослідженнях використано експериментально-аналітичний метод дослідження характеристик РП з використанням в якості об'єкту ідентифікації його ІМ. Також використано методи диференціального та інтегрального обчислення, чисельні методи обробки експериментальних даних, методи імітаційного моделювання процесів у схемах РП.

Об'єкт дослідження – РП послідовного типу з трансформатором, діодним випрямлячем і з проти-ЕРС- або з RC-навантаженням.

Предмет дослідження – статичні і динамічні характеристики РП.

ОСНОВНИЙ МАТЕРІАЛ

Схема дослідження

Схема дослідження РП на рис.1 складається з мостового інвертора І, випрямляча В, фазозсувального фільтра ФЗФ та генератора Г. Пасивна частина силової схеми РП – резонансна схема (РС) складається

з індуктивностей L_1 (первинна обмотка) і L_2 (вторинна обмотка), що мають взаємну індуктивність M з коефіцієнтом магнітного зв'язку k_m , та ємностей C_1 і C_2 для створення резонансних контурів та для компенсації незв'язаних індуктивностей. Вхід живлення РП підключений до джерела напруги $u_s = U_{s0} + \Delta u_s$ з постійною U_{s0} та змінною Δu_s складовими. Вихід РП підключено до споживача енергії – джерела напруги U_q .

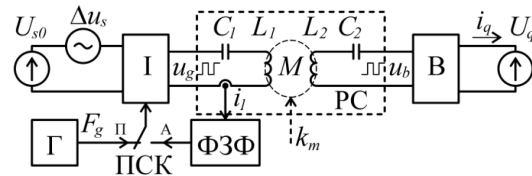


Рис. 1. Схема дослідження динаміки резонансного перетворювача

Інвертор має два режими роботи, які перемикаються перемикачем сигналу керування ПСК. В положенні «П» інвертор працює в режимі примусової генерації і отримує сигнал керування від генератора з постійною частотою F_g . В положенні «А» діє режим автогенерації і сигнал давача струму i_l проходить через ФЗФ на вхід інвертору.

Дослідження характеристик РП проходить в три етапи: створення комп'ютерної ІМ; експериментальне визначення статичних і динамічних характеристик; визначення передавальних функцій РП.

Імітаційна модель

Структура на рис. 2, а відповідає ІМ на рис. 3 і заснована на Т-подібній РС на рис.2,б з джерелами змінних напруг на вході і виході схеми: $u_1 = u_g$ – вихідна напруга інвертора і $u_2 = u_b$ – вхідна напруга випрямляча. Для розглянутого РП операторні провідності Y_1 і Y_2 та опір Z_m мають вирази [19]:

$$Y_1(s) = \frac{1/r_1}{s \cdot L_{s1}/r_1 + 1}; \quad Y_2(s) = \frac{1/r_2}{s \cdot L_{s2}/r_2 + 1};$$

$$Z_m(s) = \frac{s \cdot L_m}{s \cdot L_m/r_d + 1},$$

де $r_d = r_{dm1}^* \cdot r_{dm2} / (r_{dm1}^* + r_{dm2})$, де $r_{dm1}^* = r_{dm1} / n^2$ та r_{dm2} – приведений первинний та вторинний опори втрат перемагнічування. Смуговий ФЗФ 1 порядку з передатною функцією виду $H_{pf} = s \cdot \tau_{pf} / (1 + s \cdot \tau_{pf})$ використовуються для синхронізації інвертора в режимі автогенерації.

Система обмоток з індуктивностями L_1 і L_2 на рис. 1 може з деякими припущеннями вважатися лінійним трансформатором з активними опорами r_1 і r_2 , взаємною індуктивністю $M = k_m \cdot (L_1 \cdot L_2)^{0.5}$ та з $k_m = 0,7 \dots 1$ і коефіцієнтом трансформації $n = (L_1/L_2)^{0.5} = w_1/w_2$, де w_1 і w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток. Індуктивності розділяються на L_{s1} , L_{s2} – індуктивності розсіювання і L_{m1} , L_{m2} – індуктивності зі спільними магнітними потоками: $L_1 = L_{s1} + L_{m1}$;

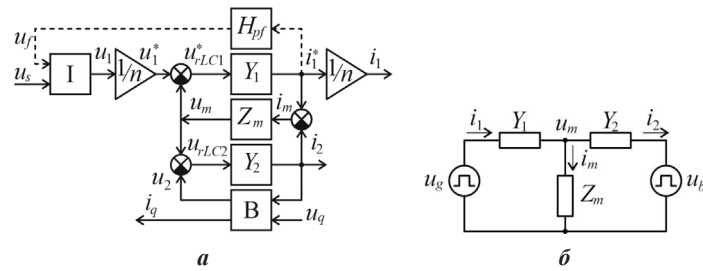


Рис. 2. Еквівалентні схеми резонансного перетворювача:
а – імітаційна модель; б – T -подібна резонансна схема

$L_2 = L_{s2} + L_{m2}$, які описуються співвідношеннями [16]:
 $L_{s1} = L_1(1 - k_m/n)$, $L_{s2} = L_2(1 - k_m/n)$, $L_m = L_1 k_m/n = L_2 k_m/n$.

На блок-схемі ІМ на рис. 2, а позначено: I – інвертор; B – випрямляч. Вхідними величинами ІМ є напруга живлення u_s і вихідна напруга u_q . Основною вихідною величиною є вихідний струм i_q . Згідно зі схемою на рис. 2, а маємо рівняння напруг на провідностях Y_1 і Y_2 , і струму через опір Z_m : $u_{rLC1}^* = u_1^* - u_m$ і $u_{rLC2}^* = u_m - u_2$ і $i_m = i_1^* - i_2$.

Передавальні функції РС (пасивної частини схеми РП в схемі на рис. 2, а) з контурами послідовного типу (провідності послідовних контурів Y_1 і Y_2) та трансформатором напруги згідно [19] мають вигляд $H_{ba}(s) = i_b(s)/u_a(s)$ (тут $a = 1; 2$ – індекс входу, $b = 1; 2$ – індекс виходу; s – оператор Лапласа):

$$\begin{aligned} H_{11}(s) &= \frac{1}{n^2} \cdot \frac{Y_1(s) \cdot (1 + Z_m(s) \cdot Y_2(s))}{1 + Z_m(s) \cdot (Y_1(s) + Y_2(s))}; \\ H_{12}(s) &= -\frac{1}{n} \cdot \frac{Z_m(s) \cdot Y_1(s) \cdot Y_2(s)}{1 + Z_m(s) \cdot (Y_1(s) + Y_2(s))}; \\ H_{21}(s) &= \frac{1}{n} \cdot \frac{Z_m(s) \cdot Y_1(s) \cdot Y_2(s)}{1 + Z_m(s) \cdot (Y_1(s) + Y_2(s))}; \\ H_{22}(s) &= -\frac{Y_2(s) \cdot (1 + Z_m(s) \cdot Y_1(s))}{1 + Z_m(s) \cdot (Y_1(s) + Y_2(s))}. \end{aligned}$$

Експерименти виконувалися в пакеті *Matlab* та *Simulink* з узагальненою ІМ на рис. 2, а у вигляді *Simulink*-моделі на рис. 3 [19], де фіксатор поточного середнього PI-Hold фіксує чергове середнє значення струму навантаження I_{qn} за період випрямлення T_n . Встановлювалися наступні опції симуляції: Stop Time = 200–1000; Solver Options: Variable Step, Max step size = 0,001. Застосовано метод розрахунку *ode15s* (stiff/NDF), що обчислює стан системи за рівняннями чисельного диференціювання змінного порядку (NDF), подібно до методу Гіра [15]. Інші опції встановлено за замовченням.

Далі наведено параметри ІМ. Номінальна напруга живлення $U_{s0} = 1$ В. Вихідна напруга $U_q = 0,5$ В. Частота генератора $F_g = 1$ Гц. Параметри первинних та вторинних елементів РС вибиралися однаковими з $n = 1$. Індуктивності обмоток $L_{1,2} = 1,27$ Гн. Ємності конденсаторів $C_{1,2} = 2$ Ф. Послідовні активні опори втрат $r_{1,2} = 0,0159$ Ом. Добротність RLC -контурів

$Q_{1,2} \approx 5$. При коефіцієнті магнітного зв'язку $k_m = 0,99$ індуктивності розсіювання $L_{s1} = L_{s2} = 0,0127$ Гн і частота резонансу послідовних RLC -контурів $f_0 \approx 1$ Гц, частота вільних коливань $f_1 \approx 0,994$ Гц. Хвильовий опір $\rho_{1,2} = 0,08$ Ом. Для обмоток у вигляді зближених індукторів $k_m = 0,7$ – $0,85$ [17]. Для суцільних трансформаторів $k_m = 0,95$ – $0,995$. Параметри РС можна перерахувати для інших значень напруги живлення: $L'_{1,2} = U'_{s0} \cdot L_{1,2}$; $C'_{1,2} = C_{1,2}/U'_{s0}$; $r'_{1,2} = U'_{s0} \cdot r_{1,2}$, для іншої робочої частоти: $L'_{1,2} = L_{1,2}/f'_g$; $C'_{1,2} = C_{1,2}/f'_g$ і для іншого номінального вихідного струму: $L'_{1,2} = L_{1,2}/k_I$; $C'_{1,2} = k_I \cdot C_{1,2}$; $r'_{1,2} = r_{1,2}/k_I$, де k_I – коефіцієнт зміни номінального вихідного струму.

Зняття перехідних характеристик виконувалось при двох сходинках напруги живлення, оскільки РП є суттєво нелінійним в ділянці запуску для малих вхідних величин. На вхід ІМ спочатку подавалася номінальна напруга U_{s0} і після закінчення перехідних процесів додавалася наступна сходинка Δu_s , що складала 10 % від напруги першої сходинки. Моделювання тривало до затухання вільних складових і встановлення квазістаціонарного режиму роботи. Результати моделювання зберігалися в робочій області *Matlab* у масиві вхідної та вихідної величин *yout* та у масиві часу моделювання *tout* і оброблялися програмою в *m*-файлі. Процеси після другої сходинки напруги приводилися до початку координат і до одиничної величини. Дані рівномірно проріджувалися з кроком T_{cp} (середній період напівхвиль струму за час моделювання). Також вираховувався коефіцієнт підсилення РП $K_{UI} = \sum \Delta I_{qn} / \sum \Delta u_{sn}$ коли сусідні значення вихідного струму I_{qn} ставали достатньо близькими між собою. Для процедури ідентифікації формувалися масиви *Ainput* і *Aoutput* з даними нормованих перехідних процесів. Крок дискретності і сталі значення приростів величин приймалися за одиницю.

Ідентифікація ІМ виконувалась у додатку *Ident GUI* із розділу *System Identification Toolbox*. Вхідні дані для ідентифікації бралися з масивів *Ainput* і *Aoutput*. В процесі ідентифікації в результаті кожної процедури *Estimate* → *Parametric models* створювалися вихідні *arx*-моделі порядків $N_p = 2 \dots 4$, $N_z = 1 \dots 4$, і з системною затримкою $\tau = 0 \dots 3 \cdot T$, які задавалися вручну заздалегідь. Далі обиралися такі *arx*-моделі,

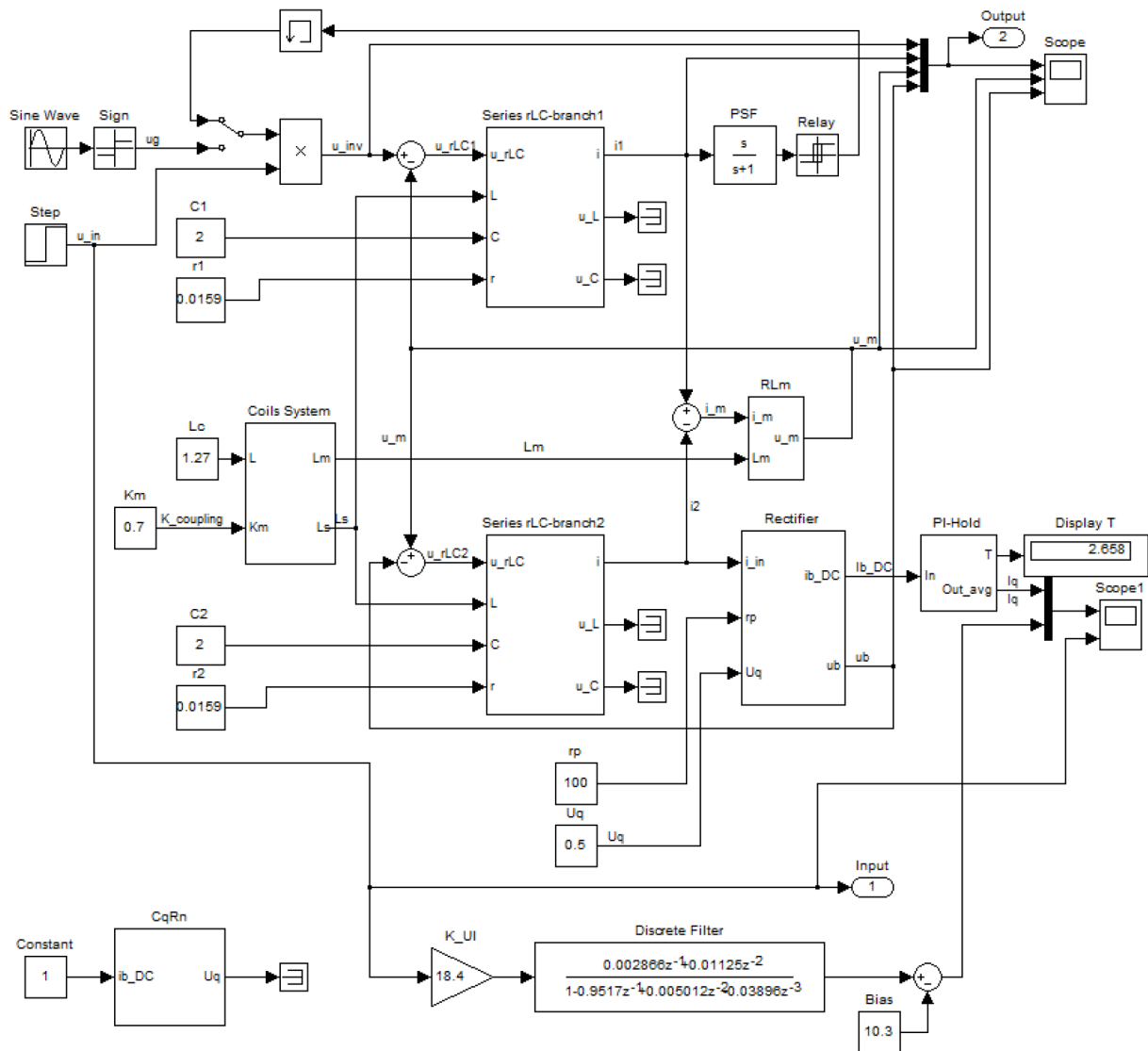


Рис. 3. Simulink-імітаційна модель резонансного перетворювача

які б забезпечували найменші відхилення власних процесів від процесів на виході ІМ.

Поліноміальна математична *arx*-модель (*Autoregressive with Extra Input*) представляє собою рівняння дискретно-неперервної системи $A(q) \cdot y(t) = B(q) \cdot u(t - \tau) + e(t)$, де $A(q) = 1 + a_1 \cdot q^{-1} + a_2 \cdot q^{-2} + \dots + a_N \cdot q^{-N_p}$, $y(t)$ – вихідна величина системи, $B(q) = b_0 + b_1 \cdot q^{-1} + b_2 \cdot q^{-2} + \dots + b_M \cdot q^{-N_z}$, де позначено: $u(t)$ – вхідна величина системи; N_p – кількість полюсів; N_z – кількість нулів передавальної функції; q – оператор затримки $q^{-1} \cdot u(t) = u(t - T)$; τ – вхідна затримка системи, c , кратна періоду T . Якщо система буде представлена як суто дискретна, у наведеному вище рівнянні змінна q заміниться на $z = e^{pT}$ і дискретні функції часу в рівняннях заміняться зображеннями ($u(nT) \rightarrow u(z)$).

Точність *arx*-моделі оцінювалася за двома критеріями. Перший критерій – середньоквадратична похибка (LF – *Loss function*) має вигляд

$$LF = \sum_{j=1}^N w_j \cdot (f(x_j) - y_j)^2, \text{ де } j - \text{номер елементів даних, } N - \text{кількість елементів в масиві даних, } x_j - \text{вхідні величини, } y_j - \text{вихідні величини, } f(x_j) - \text{прогнозовані вихідні величини } arx\text{-моделі, } w_j - \text{вагові коефіцієнти з одиничною сумою.}$$

Другий критерій остаточної помилки прогнозування Акаїки (FPE – *Final Prediction Error*) оцінює якість *arx*-моделі, коли ІМ тестується на іншому наборі даних. Різні *arx*-моделі можна порівняти за цим критерієм. Найточніша *arx*-модель матиме найменший FPE – остаточну помилку передбачення Акаїки $FPE = LF \cdot (1 + d/N)/(1 - d/N)$ де LF – критерій середньоквадратичної похибки, d – кількість оцінюваних параметрів, N – кількість даних. Період дискретності $T = 1$ *arx*-моделей можна змінити, якщо індуктивності і ємності РС будуть змінюватися пропорційно зміні періоду.

Статичні характеристики

Статичні характеристики РП визначалися як поточні середні значення величин при постійній вихідній напрузі $U_q^* = U_q / U_{snom} = 0,5$. На характеристиках круглими мітками позначено експериментальні точки з середніми значеннями величин на множині експериментів.

Передавальні характеристики РП на рис. 4, а є залежностями вихідного струму від відносної напруги живлення $I_q(U_s^* / U_{snom})$ при $U_q^* = 0,5$ (суцільні лінії – примусова генерація, пунктирні – автогенерація). Залежності відносної робочої частоти РП в режимі автогенерації від коефіцієнта магнітного зв'язку $F_g / f_0 = \varphi(k_m)$ показані на рис. 4, б для різних постійних часу ФЗФ.

Залежності вихідного струму від коефіцієнта магнітного зв'язку $I_q(k_m)$ на рис. 5 для режимів примусової генерації (А) і автогенерації (В, С) з різними постійними часу ФЗФ і значеннями напруги живлення (криві 1 та 2).

Динамічні характеристики

Графіки процесів, змодельованих в ІМ, представлені на рис. 6 для: а–в – режим примусової генерації; г–е – режим автогенерації; а, г – запуск перетворювача; б, в, д, е – квазістатичний режим (струм i_l в масштабі 0,1); в, е – напруга на індуктивності намагнічування трансформатора L_m .

Нормовані перехідні характеристики ІМ на рис. 7 (а–в – режим примусової генерації; г–е – режим автогенерації) і нижче наведені передавальні функції арх-моделей отримано для $\Delta U_s^* = 0,1$ і $U_q^* = 0,5$.

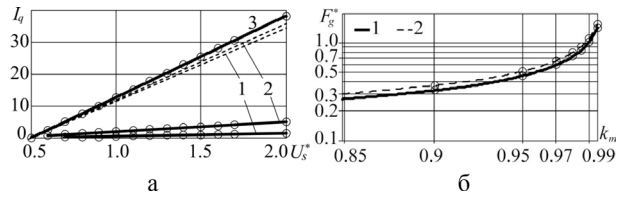


Рис. 4. а – передавальні характеристики $I_q(U_s^*)$: 1 – $k_m = 0,95$; 2 – $0,97$; 3 – $0,99$, б – залежності $F_g^*(k_m)$: 1 – $\tau_{pf} = 1,0$ с; 2 – $\tau_{pf} = 0,2$ с

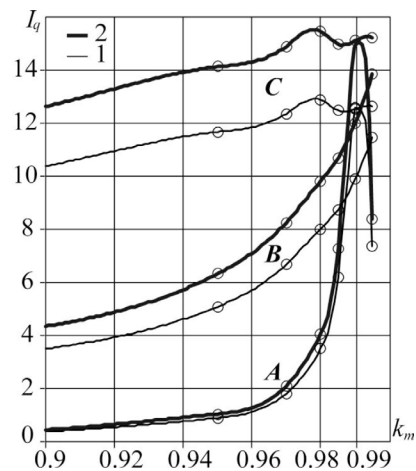


Рис. 5. Залежності $I_q(k_m)$: А – $F_g = 1,0$ Гц; В – $\tau_{pf} = 1,0$ с; С – $\tau_{pf} = 0,2$ с; криві: 1 – $U_s^* = 1,0$; 2 – $U_s^* = 1,1$

Передавальні функції

В результаті автоматизованої ідентифікації в системі *MATLAB* за методом найменших квадратів

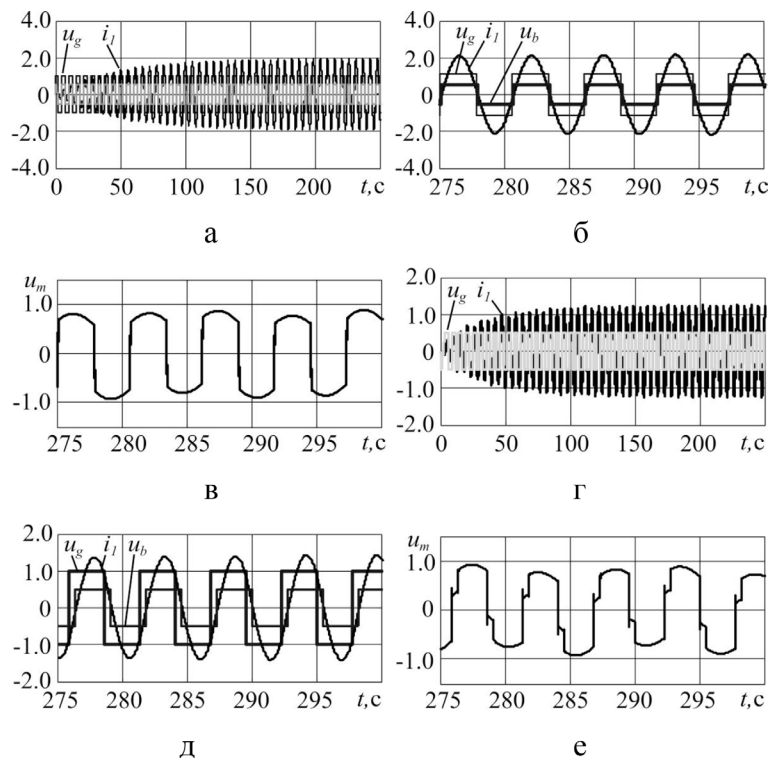


Рис. 6. Графіки процесів у резонансному контурі ІМ з $k_m = 0,7$

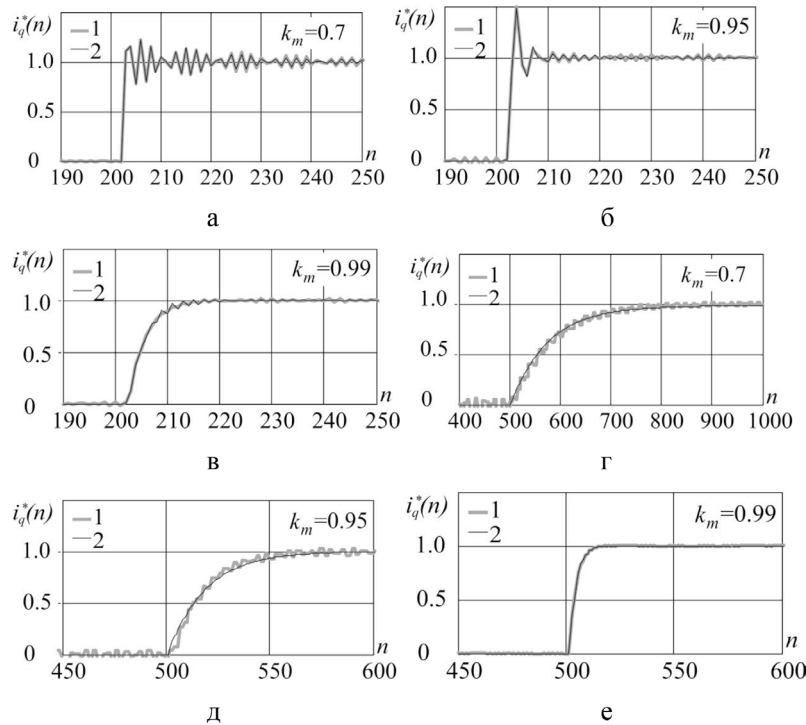


Рис. 7. Перехідні характеристики: 1 – вихід ІМ, 2 – вихід *arch*-моделі

отримано нормовані передавальні функції моделей типу *arch441* [15] для режиму примусової генерації при $F_g = 1$ Гц:

$$H(q) = \frac{-0.0003613 \cdot q^{-1} + 1.108 \cdot q^{-2} + 2.333 \cdot q^{-3} + 1.232 \cdot q^{-4}}{1 + 2.062 \cdot q^{-1} + 1.365 \cdot q^{-2} + 0.24 \cdot q^{-3} + 0.005785 \cdot q^{-4}}$$

для: $k_m = 0,7$; $LF = 1,79574e-006$; $FPE = 1,94233e-006$; $k_{UI} = 0,2037$;

$$H(q) = \frac{0.001387 \cdot q^{-1} + 0.8723 \cdot q^{-2} + 1.817 \cdot q^{-3} + 1.01 \cdot q^{-4}}{1 + 1.39 \cdot q^{-1} + 0.8062 \cdot q^{-2} + 0.4463 \cdot q^{-3} + 0.05838 \cdot q^{-4}}$$

для: $k_m = 0,95$; $LF = 8,39577e-006$; $FPE = 9,03851e-006$; $k_{UI} = 1,5$;

$$H(q) = \frac{0.0007292 \cdot q^{-1} + 0.1354 \cdot q^{-2} + 0.3375 \cdot q^{-3} + 0.2565 \cdot q^{-4}}{1 + 0.7763 \cdot q^{-1} - 0.7749 \cdot q^{-2} - 0.4494 \cdot q^{-3} + 0.1483 \cdot q^{-4}}$$

для: $k_m = 0,99$; $LF = 2,10871e-006$; $FPE = 2,25351e-006$; $k_{UI} = 25,5$.

Далі наведено нормовані передавальні функції моделей типу *arch321* [15] для режиму автогенерації:

$$H(q) = \frac{0.002866 \cdot q^{-1} + 0.01125 \cdot q^{-2}}{1 - 0.9517 \cdot q^{-1} + 0.005012 \cdot q^{-2} - 0.03896 \cdot q^{-3}}$$

для: $k_m = 0,7$; $f_{ag} = 0,188$ Гц; $LF = 0,000296686$; $FPE = 0,000302316$; $k_{UI} = 18,4$;

$$H(q) = \frac{0.04551 \cdot q^{-1} + 0.0439 \cdot q^{-2}}{1 - 0.8355 \cdot q^{-1} + 0.4682 \cdot q^{-2} - 0.5434 \cdot q^{-3}}$$

для: $k_m = 0,95$; $f_{ag} = 0,458$ Гц; $LF = 0,000410605$; $FPE = 0,000418166$; $k_{UI} = 24,4$;

$$H(q) = \frac{0.1046 \cdot q^{-1} + 0.2441 \cdot q^{-2}}{1 - 0.2305 \cdot q^{-1} - 0.6199 \cdot q^{-2} + 0.1992 \cdot q^{-3}}$$

для: $k_m = 0,99$; $f_{ag} = 1,017$ Гц; $LF = 8,48779e-006$; $FPE = 8,65421e-006$; $k_{UI} = 25,5$.

ОБГОВОРЕННЯ ОТРИМАНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

Статичні характеристики РП на рис.4 і 5 засновані на поточних середніх значеннях кінцевих ділянок перехідних процесів. Передавальні характеристики $I_q(U_s^*)$ на рис. 4, а є практично лінійними при $U_s > U_q$, коли РП працює з робочою частотою близькою до частоти послідовного резонансу. Форма вхідної напруги випрямляча u_b є прямокутною. Лінійність характеристик спостерігалася в режимах з примусовою генерацією і автогенерації (пунктирні лінії на рис. 4, а), тому можна припустити, що РП по входу живлення є лінійною ланкою для $U_s > U_q$.

При $U_s < U_q$ амплітуда коливань на індуктивності намагнічування L_m не достатня для відкриття діодів випрямляча на протязі більшої частини кожного напівперіоду напруги інвертору. В двоконтурній РС може виникати послідовний резонанс тільки з індуктивностями розсіювання L_s або послідовно-паралельний резонанс, в якому бере участь і індуктивність намагнічування L_m [11, 18]. Тому при $U_s < U_q$ передавальна характеристика РП буде нелінійною, а вихідний струм – в межах 0–5 % від номінального.

Залежності частоти автогенерації від коефіцієнта магнітного зв'язку k_m на рис. 4, б для різних постійних часу ФЗФ τ_{pf} подібні і можуть бути використані

для визначення коефіцієнта чутливості РП до зміни магнітного зв'язку $k_{sm} = \Delta F_g / \Delta k_m$. Збільшення постійної часу ФЗФ τ_{pf} додатково послабляє залежність вихідного струму від k_m , оскільки частоти автогенерації і резонансна зближуються, як видно з характеристик на рис. 4, б.

Найбільша нелінійність характеристик $I_q(k_m)$ на рис. 5 спостерігається в режимі примусової генерації (графіки А). При зменшенні коефіцієнта магнітного зв'язку k_m зростають індуктивності розсіювання L_s , від яких залежать частоти послідовних резонансів РС. При постійній робочій частоті опори послідовних RLC-ланцюгів зростають і вихідний струм суттєво знижується. Але в режимі автогенерації при подібних змінах k_m вихідний струм знижується в меншій мірі.

Графіки моделювання на рис. 6 узагальненої ІМ на рис. 3 порівнювалися з осцилограмами схемних ІМ РП. Відповідність графіків осцилограм доводить істинність створеної узагальненої ІМ РП на рис. 3.

З графіків на рис. 7, а–в видно, що при менших значеннях коефіцієнта зв'язку k_m перехідні процеси характеризуються більшою коливальністю, оскільки робоча частота віддаляється від частот послідовного резонансу і виникають помітні коливання перехідних характеристик на частоті биттів між частотою послідовного резонансу і робочою частотою. В іншому випадку спостерігаються биття резонансних частот контурів РП, які модулюють коливання першого виду. Перехідні процеси при автогенерації на рис. 7, г–е мають аперіодичний характер, оскільки робоча частота залишається близькою до частот послідовних резонансів. При наближенні k_m до одиниці перехідні процеси також стають аперіодичними.

Графіки перехідних процесів ІМ, наведеної на рис. 3, суміщені з перехідними характеристиками *арх*-моделі (графіки 1 і 2 на рис. 7). Для режиму

з примусовою генерацією найліпшу збіжність забезпечили *арх*-моделі 4-го порядку. При більших порядках *арх*-моделі похибки наближення суттєво не зменшувалися. Для режиму автогенерації найліпшу збіжність процесів забезпечили *арх*-моделі 3 порядку.

Важливими в даній роботі стали припущення про ідеальність комутації в силових ключах РП і про лінійність високочастотного трансформатору напруги. Для врахування часу комутаційних процесів в подальших дослідженнях доцільно отримати дані натурних експериментів. Врахування нелінійності сердечників трансформаторів і ключів є можливим подальшим розвитком узагальненої моделі на рис. 3 в часті моделювання нелінійного трансформатору і силових ключів.

ВИСНОВКИ

1. Створено узагальнену ІМ, яка дає змогу при її ідентифікації експериментально-аналітичним методом отримати більш загальні результати в порівнянні з використанням в якості об'єкту ідентифікації схемної моделі або лабораторного зразка РП.

2. Визначено динамічні характеристики РП за допомогою узагальненої ІМ, збіжність яких з характеристиками, отриманими в ході моделювання схемної моделі, довела істинність створеної узагальненої ІМ.

3. При визначенні передавальних функцій РП методами ідентифікації узагальненої ІМ в *MATLAB* з'ясувалося, що отриманий порядок дискретних передавальних функцій *арх*-моделей на одиницю більший за порядки еквівалентних неперервних передавальних функцій РП.

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

REFERENCES

- [1] Bose, B. K. (2013). *Modern Power Electronics and AC Drives*. PHI Learning Pvt Ltd.
- [2] Siroos, A., & Sedighzadeh, M., Afjei, E., Sheikhi, A. & Yarkarami, S. (2021). System identification and control design of a wireless charging transfer system with double-sided LCC converter. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 46, 10287–10288, <https://doi.org/10.1007/s13369-021-05548-0>
- [3] Pavlov, G., Obrubov, A. & Vinnychenko, I. (2021). Design procedure of static characteristics of the resonant converter. *Proc. of IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 401-406, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575698
- [4] Pavlov, G., Pokrovskiy, M., & Vinnichenko, I. (2018). Load characteristics of the serial-to-serial resonant converter with pulse-number regulation for contactless inductive energy transfer. *Proc. of IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 133-138, doi: 10.1109/IEPS.2018.8559590
- [5] Pavlov, G., Obrubov, A. & Vinnychenko, I. (2016). The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals. *Conference Proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 221-225, doi: 10.1109/IEPS.2016.7521879
- [6] Tian, H., Tzelepis, D., & Papadopoulos, P. N. (2021). Electric vehicle charger static and dynamic modelling for power system studies. *Energies*, 14, 1801, <https://doi.org/10.3390/en14071801>
- [7] Tian, Sh. Lee, F.C., Mattavelli, P., & Yan, Y. *Small-signal Equivalent Circuit Model of Series Resonant Converter*. Blacksburg, VA: Virginia Tech.
- [8] Yin, Y., Zane, R., Erickson, R. & Glaser, J. (2003). Direct modeling of envelope dynamics in resonant inverters. *Conf. Proc. of 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist (PESC)*, 3, 1313-1318, doi: 10.1109/PESC.2003.1216778

- [9] Jain, A., & Massimiani, I. C. (2021). LCC resonant converter design and transfer function computation using FHA analysis. *Conf. Proc. of 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, 1–5, doi: 10.1109/ICNTE51185.2021.9487672
- [10] González, J. M., Triviño-Cabrera, A., & Aguado, J. A. (2018). Design and validation of a control algorithm for a SAE J2954-compliant wireless charger to guarantee the operational electrical constraints. *Energies*, 11, 604. <https://doi.org/10.3390/en11030604>
- [11] Zheng, K., Zhang, G., Zhou, D., Li, J., & Yin, S. (2018). Modeling, dynamic analysis and control design of full-bridge LLC resonant converters with sliding-mode and PI control scheme. *Journal of Power Electronics*, 18(3), 766–777. <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.3.766>
- [12] Wang, W. P., Shi, Y. J., & Yang, D. B. (2008). A new modeling method for the switching power converter. *Proc. IEEE Power Electronics and Intelligent Transportation System*, 404–407, doi: 10.1109/PEITS.2008.117
- [13] Valdivia, V., & Barrado, A. (2010). Black-box modeling of DC-DC converters based on transient response analysis and parametric identification methods. *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1131–1138, doi: 10.1109/APEC.2010.5433361
- [14] Valdivia, V., & Barrado, A. (2009). Simple modeling and identification procedures for “black-box” behavioral modeling of power converters based on transient response analysis. *IEEE Trans. Power Electron.*, 24(12), 2776–2790, doi: 10.1109/TPEL.2009.2030957
- [15] Gilat, A. (2014). *MATLAB: An Introduction with Applications* 5th Edition. Hoboken, NJ : Wiley.
- [16] Pentegov, I. V., & Volkov, I. V. (2006). Communication between the parameters of electromagnetic, circuit diagrams and equivalent circuits of two-winding transformers. *Electrical engineering and Electromechanics*, 3, 68–79.
- [17] Dongming, G., & Dangshu, W. (2021). Research on transmission characteristics of dual LCL resonance compensation topology in wireless charging system. *Proc. of IEEE 5th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, 185–189, doi: 10.1109/ITNEC52019.2021.9586815
- [18] Wan, H. (2012). *High Efficiency DC-DC Converter for EV Battery Charger Using Hybrid Resonant and PWM Technique*. Blacksburg, VA: Virginia Tech.
- [19] Obruchov, A. V. *Methods and models of research of electromagnetic processes of resonant electric power converters: dissertation ... Dr. Tech. Sciences: 05.09.12 / National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”*. Kyiv, 2024. 405 p. URL: <https://rada.kpi.ua/node/1894> (access date: 24.08.2025).

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Bose, B. K. (2013). *Modern Power Electronics and AC Drives*. PHI Learning Pvt Ltd.
- [2] Siroos, A., & Sedighzadeh, M., Afjei, E., Sheikhi, A. & Yarkarami, S. (2021). System identification and control design of a wireless charging transfer system with double-sided LCC converter. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 46, 10287–10288, <https://doi.org/10.1007/s13369-021-05548-0>
- [3] Pavlov, G., Obruchov, A. & Vinnychenko, I. (2021). Design procedure of static characteristics of the resonant converter. *Proc. of IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 401–406, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575698
- [4] Pavlov, G., Pokrovskiy, M., & Vinnichenko, I. (2018). Load characteristics of the serial-to-serial resonant converter with pulse-number regulation for contactless inductive energy transfer. *Proc. of IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 133–138, doi: 10.1109/IEPS.2018.8559590
- [5] Pavlov, G., Obruchov, A. & Vinnychenko, I. (2016). The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals. *Conference Proceedings of IEEE 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 221–225, doi: 10.1109/IEPS.2016.7521879
- [6] Tian, H., Tzelepis, D., & Papadopoulos, P.N. (2021). Electric vehicle charger static and dynamic modelling for power system studies. *Energies*, 14, 1801, <https://doi.org/10.3390/en14071801>
- [7] Tian, Sh. Lee, F. C., Mattavelli, P., & Yan, Y. *Small-signal Equivalent Circuit Model of Series Resonant Converter*. Blacksburg, VA : Virginia Tech.
- [8] Yin, Y., Zane, R., Erickson, R. & Glaser, J. (2003). Direct modeling of envelope dynamics in resonant inverters. *Conf. Proc. of 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist (PESC)*, 3, 1313–1318, doi: 10.1109/PESC.2003.1216778
- [9] Jain, A., & Massimiani, I. C. (2021). LCC resonant converter design and transfer function computation using FHA analysis. *Conf. Proc. of 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, 1–5, doi: 10.1109/ICNTE51185.2021.9487672
- [10] González, J. M., Triviño-Cabrera, A., & Aguado, J. A. (2018). Design and validation of a control algorithm for a SAE J2954-compliant wireless charger to guarantee the operational electrical constraints. *Energies*, 11, 604. <https://doi.org/10.3390/en11030604>
- [11] Zheng, K., Zhang, G., Zhou, D., Li, J., & Yin, S. (2018). Modeling, dynamic analysis and control design of full-bridge LLC resonant converters with sliding-mode and PI control scheme. *Journal of Power Electronics*, 18(3), 766–777. <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.3.766>
- [12] Wang, W. P., Shi, Y. J., & Yang, D. B. (2008). A new modeling method for the switching power converter. *Proc. IEEE Power Electronics and Intelligent Transportation System*, 404–407, doi: 10.1109/PEITS.2008.117

- [13] Valdivia, V., & Barrado, A. (2010). Black-box modeling of DC-DC converters based on transient response analysis and parametric identification methods. *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1131–1138, doi: 10.1109/APEC.2010.5433361
- [14] Valdivia, V., & Barrado, A. (2009). Simple modeling and identification procedures for “black-box” behavioral modeling of power converters based on transient response analysis. *IEEE Trans. Power Electron.*, 24(12), 2776–2790, doi: 10.1109/TPEL.2009.2030957
- [15] Gilat, A. (2014). *MATLAB: An Introduction with Applications 5th Edition*. Hoboken, NJ : Wiley.
- [16] Пентегов, И. В., & Волков, И. В. (2006). Связь между параметрами электромагнитных, принципиальных схем и схем замещения двухобмоточных трансформаторов. *Електротехніка і Електромеханіка*, 3, 68–79.
- [17] Dongming, G., & Dangshu, W. (2021). Research on transmission characteristics of dual LCL resonance compensation topology in wireless charging system. *Proc. of IEEE 5th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, 185–189, doi: 10.1109/ITNEC52019.2021.9586815
- [18] Wan, H. (2012). High Efficiency DC-DC Converter for EV Battery Charger Using Hybrid Resonant and PWM Technique. Blacksburg, VA : Virginia Tech.
- [19] Обрубов, А. В. (2024). Методи та моделі дослідження електромагнітних процесів резонансних перетворювачів електроенергії : дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.12/Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського». Київ, 405 с. URL: <https://rada.kpi.ua/node/1894> (дата звернення: 24.08.2025).

© Павлов Г. В., Обрубов А. В., Вінниченко І. Л., Савіцкас О. С.

Дата надходження статті до редакції: 25.08.2025

Дата затвердження статті до друку: 16.09.2025

Опубліковано: 24.11.2025

Стаття поширюється на умовах ліцензії CC BY 4.0