

ДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ВПЛИВУ ЗІ СТОРОНИ ЖИВЛЕННЯ

Г.В. Павлов^{*}, докт. техн. наук, А.В. Обрубов^{**}, докт. техн. наук, І.Л. Вінниченко^{***}, канд. техн. наук
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна.
E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrybov@nuos.edu.ua; i.l.vinnichenko@gmail.com.

В роботі отримано дискретну динамічну модель двотактного резонансного перетворювача з симетричним режимом роботи, яка описує резонансний перетворювач як передатну ланку з входом зі сторони напруги живлення та виходом зі сторони струму навантаження. Динамічну модель засновано на лінійній математичній моделі резонансного перетворювача, побудованій за принципом суперпозиції. Наведено структуру резонансного перетворювача з обвідними процесів та дискретної динамічної моделі резонансного перетворювача n -го порядку. Доведено, що передатну функцію дискретної динамічної моделі для обвідної функції може бути визначено за передатною функцією неперервної системи. Отримані залежності, що описують дискретні передатні функції резонансного перетворювача, застосовано задля отримання дискретної динамічної моделі двоконтурного трансформаторного резонансного перетворювача з синхронним випрямлячем. Для цього визначено послідовність дій: знаходження передатної функції неперервної динамічної моделі; отримання системи рівнянь у векторно-матричній формі, що описує електромагнітні процеси в перетворювачі, і системи дискретних рівнянь; визначення передатної функції обвідної. Отримані теоретичні результати перевірено за допомогою імітаційного моделювання двоконтурного резонансного перетворювача. Запропонована динамічна модель дає змогу аналізувати вплив нестабільності та низькочастотних коливань напруги живлення резонансного перетворювача на вихідні величини. Представлені результати можуть бути використані під час розробки та вдосконалення одно- або багатоконтурних мостових високочастотних резонансних перетворювачів якості вторинних джерел живлення та перетворювачів, що застосовуються в системах розмагнічування суден. Бібл. 25, рис. 8, табл. 2.

Ключові слова: резонансний перетворювач, динамічна модель, обвідна, принцип суперпозиції, передатна функція.

Вступ. Перетворювачі електроенергії резонансного типу доцільно застосовувати в системах розмагнічування суден [1] і в зарядних пристроях акумуляторів або ємнісних накопичувачів [2–4] завдяки порівняно зменшеному рівню генерованих перешкод і природному обмеженню швидкості наростання струмів перевантажень в силовій схемі [5, 6]. Зменшення в них рівня генерованих перешкод у порівнянні з використанням нерезонансних високочастотних перетворювачів досягається за рахунок оптимізації траєкторії комутаційних процесів в резонансних схемах, а також за рахунок фільтруючих властивостей резонансних кіл [7–9].

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 [10]. В більшості випадків, наприклад, для стабілізованих перетворювачів електроенергії вплив змін напруги живлення на вихідні величини є небажаним і його намагаються зменшити, але повністю позбавитися цього впливу неможливо [11–14]. Динамічна модель перетворювача електроенергії для впливу зі сторони живлення дає змогу теоретично оцінити ефективність застосованих засобів зменшення даного впливу. Отже дана робота є розвитком підходу, викладеного в [15] для резонансних перетворювачів (РП).

В системах розмагнічування суден висуваються високі вимоги до низькочастотної та високочастотної стабільності вихідного струму в колах розмагнічування, оскільки це впливає і на якість розмагнічування [16], і на забезпечення електромагнітної тиші судна в плаванні [17]. Природне обмеження струмів перевантажень є корисним в системах розмагнічування суден у разі комутацій або аварійних замикань кіл розмагнічування, які пролягають в корпусі судна, і в зарядних пристроях під час ввімкнення перетворювача на навантаження з близькою до нуля проти-ЕРС. Серед ряду факторів нестабільності вихідного струму перетворювачів електроенергії [7] в даній роботі розглядається саме вплив від-

© Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л., 2024
ORCID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0002-4937-1828>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0001-9667-1703>;
^{***} <https://orcid.org/0000-0002-3768-1060>

хилень від номінального значення і коливань напруги живлення на поточне середнє за цикл роботи значення вихідного струму перетворювача, який виконує роль передатної динамічної ланки.

Метою дослідження є створення лінеаризованої дискретної динамічної моделі (ДДМ) двотактного РП, яка дає можливість розглядати його як передатну ланку з входом за напругою живлення і виходом за струмом навантаження. ДДМ представляє собою систему рівнянь, яким відповідають передатні функції РП для певних режимів його роботи. З використанням передатних функцій можливо створити комбіновану систему авторегулювання струму навантаження РП з компенсацією по збуренню. Розроблена ДМ дасть змогу визначити параметри впливу збурення зі сторони напруги живлення на вихідний струм РП.

Ідея створення ДДМ 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 даній роботі розглядається як LLC-резонансний перетворювач [18, 19] зі складним резонансним ланцюгом.

1. Математична модель резонансного перетворювача на основі принципу суперпозиції.

У процесі побудови математичної моделі РП прийнято наступні припущення. Комутаційні процеси вважаються миттєвими, оскільки передбачається, що за нормальної роботи РП комутаційні процеси займають малу частину робочого циклу. Міжкомутаційні процеси мають у порівнянні з тривалістю комутації на два-три порядки більші постійні часу, тому процес комутації можна умовно розглядати тут як імпульс або східчасту зміну параметрів. Звісно, комутаційні процеси мають суттєвий вплив на роботу силових вентилів, але їхній розгляд виходить за рамки даної статті. Загальну схему заміщення резонансного перетворювача показано на рис. 1: *a* – на основі лінійного багатополісника (ЛБП); *б* – дві складові Т-подібної схеми заміщення. Джерело живлення та навантаження РП можна представити сполученням джерел напруги та активних опорів, тоді вони увійдуть в склад генераторів u_1 та u_2 на схемі рис.1, *a*, які заміщують мостовий інвертор напруги класу *D* і випрямляч з ємністю або акумулятором на виході РП. Резонансний ланцюг (РЛ) та інші пасивні елементи силової схеми входять в склад лінійного пасивного чотириполісника (або лінійного багатополісника – ЛБП). Іdealізація математичної моделі РП дає змогу визначити закономірності, які головним чином визначають поведінку РП як динамічної ланки.

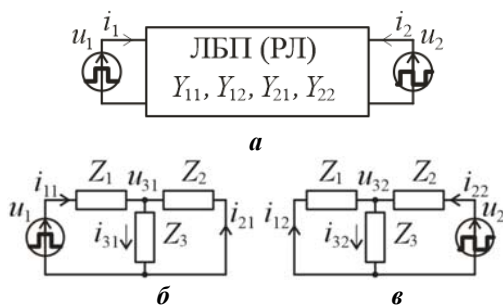


Рис. 1

Значну частину резонансних ланцюгів РП можна представити у вигляді Т-подібної схеми, яка розкладається на дві схеми з одним еквівалентним джерелом кожна (рис. 1, *б*, *в*). Відповідно струми i_1 , i_2 , i_3 і внутрішня напруга ЛБП u_3 теж розкладаються на складові $i_1 = i_{11} + i_{12}$, $i_2 = i_{21} + i_{22}$, $i_3 = i_{31} + i_{32}$, які викликані незалежно один від одного кожним еквівалентним джерелом u_1 та u_2 .

Схема заміщення РП на рис. 1 описується системою рівнянь в операторній формі для нульових початкових умов

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{U}, \quad (1)$$

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

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

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

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

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

напруг ЛБП, 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 оператору Лап-

ласа $s = \sigma + j \cdot \omega$, де σ – коефіцієнт згасання; $j = \sqrt{-1}$ – уявна одиниця; ω – кутова частота, рад/с. Проміжна напруга має вираз $u_3 = i_3 \cdot Z_3$.

2. Динамічна модель резонансного перетворювача з симетричним двотактним інвертором. Період дискретності T розглянутої ДДМ РП є постійним, тому робоча частота РП теж вважається постійною. Випадок зі змінною робочою частотою буде досліджено в подальших роботах. Відношення робочого циклу РП до періоду дискретності ДДМ $N_q = T_g/T$ для двотактного РП дорівнює 2, що підходить для опису обвідних коливань. ДДМ з $N_q = 2$ дає змогу описувати динаміку процесів в діапазоні кутових частот $0 \dots \omega_g$ в «макроскопічному» масштабі – протягом множини робочих циклів. Елементарним входним імпульсом ДДМ, який вважається одиничним, може бути прямокутний імпульс вихідної напруги інвертора з одиничною площею, викликаний відповідним імпульсом входної напруги u_1 , або дельта-імпульс.

Особливістю ДДМ РП на рис. 2, де показано структуру резонансного перетворювача з обвідними процесами: ЛБП – лінійний багатополосник; В-Ф – випрямляч-фільтр (або фіксатор нульового порядку) є амплітудна модуляція внутрішніх коливальних процесів зовнішніми входними величинами з подальшою демодуляцією і відтворенням вихідних величин. Внутрішні коливання $u_1(t)$ створюються генератором – інвертором РП і виступають в ролі несучих коливань подібно до функціонування радіосистем [20]. За допомогою модуляції входна величина ДДМ $u_s(t)$ – напруга живлення інвертора – перетворюється в обвідну функцію $\tilde{u}_1(t)$ внутрішніх коливань, які передаються через ЛБП і з’являються на його виході у вигляді обвідної $\tilde{i}_2(t)$ коливань струму $i_2(t)$. Вихідна величина РП $u_q(t)$ відтворюється випрямлячем із фільтром, який можна замістити в ДДМ фіксатором нульового порядку.

З точки зору динаміки РП в цілому розглядається як передатна ланка для обвідних коливань. Передатна функція для обвідних згідно визначення в [21] матиме наступний вигляд у неперервній або дискретній формах

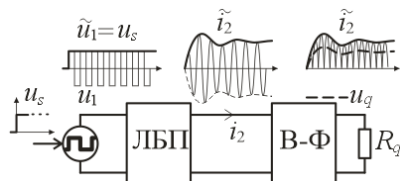


Рис. 2

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

де символ “L” є символом неперервного, а символ “Z” – символом дискретного перетворення по Лапласу; $\tilde{g}_2(t)$ – перехідна функція системи для обвідних або обвідна вихідних коливань ЛБП з несучою частотою $\tilde{i}_2(t) = \tilde{g}_2(t)$ під час перехідного процесу у разі подачі на вхід системи одиничної ступінчастої функції $u_s = \mathbf{1}(t)$.

Обвідна функція складається з точок, що лежать на моментах квантування і кожна з яких відповідає миттєвій величині первинної функції в моменти квантування. Але слід зазначити, що обвідні входних і вихідних величин для процесів модуляції і демодуляції можуть бути визначені по-різному. Отже під час створення ДДМ для обвідних вирішуються наступні питання визначення: принципу квантування і виду елементарного імпульсу; обвідних; перехідних і передатних функцій для обвідних. Якщо перехідна функція РП для обвідних $\tilde{g}_2(t)$ визначається експериментально, то передатна функція (2) може бути отримана без уточнення механізмів модуляції і демодуляції.

У разі аналітичного визначення передатної функції (2) доцільно встановити її зв’язок з передатною функцією ЛБП для поточних величин $\tilde{H}(s) = f(H_{LPN}(s), \Delta t) = f[\ell(g(t - \Delta t))]$, де як передатна функція $H_{LPN}(s)$ може виступати одна з провідностей ЛБП $Y_{11}(s) \dots Y_{22}(s)$ на рис. 1; Δt – початкове запізнення перехідної функції, яке впливає на обвідну і визначається фазовим зсувом інтервалів комутації інвертора і випрямляча РП. За відомої передатної функції $H_{LPN}(s)$ передатна функція для обвідних в неперервному вигляді може бути визначена методом [21] з подальшим перетворенням неперервної передатної функції в дискретну. Але такий підхід може привести до занадто складних кінцевих виразів. Тому доцільно встановити зв’язок між передатною функцією ЛБП для поточних значень та передатною функцією РП для обвідної на основі його математичної моделі.

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 Φ для одного періоду дискретності, що рівносильне періодичній зміні знаку вихідного струму ЛБП внаслідок випрямлення, тобто множення на $(-1)^k$ в кожному періоді дискретності, де $k = 1 + \text{floor}(t/T)$ – номер періоду. Згідно

з [22] системна матриця ДДМ може бути визначена як перехідна матриця еквівалентної неперервної моделі за один період дискретності, що для загального випадку показано далі.

Отже, якщо відома еквівалентна передатна функція n -го порядку для вхідної $u(s)$ і вихідної $y(s)$ величин перетворювача 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

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

то рівняння (4) можна привести до нормальної форми [23], яка відповідатиме матричним рівнянням динаміки в операторній формі

$$\begin{cases} s \cdot \mathbf{V}(s) - \mathbf{V}(0) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{V}(s) + \mathbf{K} \cdot u(s); \\ y(s) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(s) + \mathbf{F} \cdot u(s). \end{cases}, \quad (5)$$

$$\text{де } \mathbf{V}(s) = \begin{bmatrix} v_1(s) = y(s) - k_0 \cdot u(s) \\ v_2(s) = s \cdot v_1(s) - k_1 \cdot u(s) = s \cdot y(s) - k_0 \cdot s \cdot u(s) - k_1 \cdot u(s) \\ \vdots \\ v_n(s) = s^{(n-1)} \cdot y(s) - k_0 \cdot s^{(n-1)} \cdot u(s) - \dots - k_{n-1} \cdot u(s) \end{bmatrix} \text{ і } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix} - \text{вектор}$$

тор стану і матриця системи; $\mathbf{K} = [k_1 \dots k_{n-2} \ k_{n-1} \ k_n]^T$ – вектор вхідних коефіцієнтів; $\mathbf{Y}(s) = y(s)$ – вихідна величина, $y(s) = v_1(s) + k_0 \cdot u(s)$; $u(t)$ – вхідна величина; коефіцієнти моделі: $k_0 = b_0$; $k_1 = b_1 - a_1 \cdot k_0$; $k_2 = b_2 - a_1 \cdot k_1 - a_2 \cdot k_0$; \dots $k_n = b_n - a_1 \cdot k_{n-1} - \dots - a_n \cdot k_0$; $\mathbf{D} = [1 \ \dots \ 0 \ 0 \ 0]$ – вектор виходу для змінної стану $v_1(t)$; $\mathbf{F} = k_0$ – коефіцієнт прямого зв'язку вхід-вихід.

Розв'язок рівнянь (5) в операторній формі має вигляд $\mathbf{V}(s) = \Phi(s) \cdot \mathbf{K} \cdot u(s) + \Phi(s) \cdot \mathbf{V}(0)$, де $\Phi(s) = (s \cdot \mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1}$ – зображення перехідної матриці; $\mathbf{1}$ – одинична матриця. Оригінал

$$\mathbf{V}(t) = \int_0^t \Phi(t-\tau) \cdot \mathbf{K} \cdot u(\tau) d\tau + \Phi(t) \cdot \mathbf{V}(0) \quad (6)$$

містить перехідну матрицю $\Phi(t) = e^{\mathbf{A}t} = \mathbf{1} + \mathbf{A} \cdot t + \frac{(\mathbf{A} \cdot t)^2}{2!} + \frac{(\mathbf{A} \cdot t)^3}{3!} + \dots$, де τ – змінна інтегрування.

Задля врахування фазового зсуву між циклами інвертора та випрямляча доцільно ввести часову затримку $\Delta t = \sigma \cdot T$ вхідної величини. Тоді вихідна функція $y(t - \Delta t)$ теж буде зміщена вправо на Δt , що буде еквівалентно зміщенню вліво моментів дискретизації випрямляча, які слідує з періодом T .

З врахуванням затримки вхідної величини (6) прийме вид

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

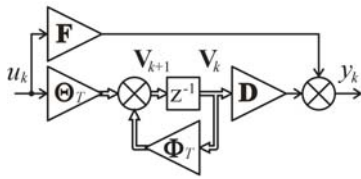


Рис. 3

На рис. 3 показано структуру дискретної динамічної моделі n -го порядку. Перехідна матриця $\Phi(t) = e^{\mathbf{A}t}$ аналогічно до системної матриці \mathbf{A} в неперервній моделі за $t = T$ є матрицею коефіцієнтів зворотних зв'язків ДДМ на рис. 3, яка визначена на основі коефіцієнтів знаменника передатної функції (3).

Структурі ДДМ на рис. 3 відповідає система дискретних рівнянь ДДМ (7) в формі оригіналу та в операторній формі

$$\begin{cases} \mathbf{V}(k+1) = \Phi_T \cdot \mathbf{V}(k) + \Theta_T \cdot u(k) \\ y(k) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(k) + \mathbf{F} \cdot u(k) \end{cases}, \quad \begin{cases} z \cdot (\mathbf{V}(z) - \mathbf{V}(0)) = \Phi_T \cdot \mathbf{V}(z) + \Theta_T \cdot u(z) \\ y(z) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}(z) + \mathbf{F} \cdot u(z) \end{cases}. \quad (7)$$

Із дискретних рівнянь ДДМ в операторній формі (7) випливає дискретна передатна функція ЛБП схеми заміщення РП для поточних значень величин

$$H(z) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} - \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_T + \mathbf{F}. \quad (8)$$

Демодуляція коливань на виході ЛБП РП на рис. 1 і рис. 2 у разі випрямлення може бути представлена як зміна знаку вихідного струму кожен наступний період дискретності, тобто множенням вихідної величини на $(-1)^k$. В передатній функції (8) вихідною величиною 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 (3)

$$\tilde{H}(z) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} + \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_T + \mathbf{F}, \quad (9)$$

де $u(z) = \mathfrak{Z}[u(t - \sigma \cdot T)]$ – зображення вхідної величини с затримкою; Φ_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 інвертора з відносною шириною γ ; $\mathbf{F} = k_0$ – коефіцієнт прямого зв'язку вхід-вихід.

Передатна функція (9) для незміщеної вхідної величини $u(z) = \mathfrak{Z}[u(t)]$ з врахуванням зсуву моментів дискретизації на $\Delta t = \sigma \cdot T$ відносно $t = 0$ в рівняннях (4) та (6) може бути записана так $\tilde{H}(z, \sigma) = y(z)/u(z) = \mathbf{D} \cdot (z \cdot \mathbf{I} + \Phi_T)^{-1} \cdot \Theta_{T, \sigma}$, де $\Theta_{T, \sigma} = \int_{-\sigma \cdot T}^{\gamma \cdot (T - \sigma)} \Phi(T - \sigma \cdot T - \tau) \cdot \mathbf{K} d\tau$. 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) методами в [23].

Наведені вище аналітичні викладки доводять, що передатна функція ДДМ для обвідної (9) може бути визначена за передатною функцією неперервної системи (3). Як буде показано далі, дискретна передатна функція для обвідної коливань (9) відрізняється від дискретної передатної функції для поточних значень величин (8) знаками деяких коефіцієнтів чисельників і знаменників.

3. Визначення передатної функції для двоконтурного резонансного перетворювача з синхронним випрямлячем. Спрощена силова схема РП з індуктивним зв'язком на рис. 4 аналогічно до [24] відповідає схемам заміщення на рис. 1, б, в з комплексними опорами Z_1, Z_2, Z_3 у вигляді послідовних RLC -ланцюгів і паралельного RL -ланцюга. Джерело живлення і навантаження представлені джерелами напруг u_s і u_q . Котушки ідеального трансформатора ІТ мають однакові кількості витків, коефіцієнт трансформації прийнято за одиницю. Індуктивності на первинній і вторинній сторонах схеми містять окремі індуктивності розсіювання L_1 і L_2 та взаємно пов'язані індуктивності намагнічування, що дорівнюють L_3 . Ємності C_1 і C_2 компенсують реактивні опори індуктивностей розсіювання на частотах послідовних резонансів. Активні опори R_1 і R_2 є сумами активних опорів кіл первинної і вторинної сторін. Активний опір R_3 імітує можливі втрати на вихрові струми. Мостовий інвертор ВІ та синхронний випрямляч СВ представлені ідеалізованими ключами, з'єднаними в ідентичні мостові схеми. Мости ключів працюють незалежно від процесів схеми і керуються сигналами системи управління з однаковими робочими кутовими частотами $\omega_{g1} = \omega_{g2} = \omega_g$. Ключі періодично вмикаються по діагоналях мостів і в результаті утворюються прямокутні напруги з амплітудами, рівними напрузі живлення і напрузі навантаження. Частоти послідовних резонансів первинної і вторинної сторін обираються близькими одна до одної, в ідеалі однаковими $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 \cdot C_1} = 1/\sqrt{L_2 \cdot C_2}$, але в загальному випадку параметри первинної і вторинної сторін можуть відрізнятися ($L_1 \neq L_2, C_1 \neq C_2, R_1 \neq R_2$). Паразитні параметри джерела живлення і навантаження, ємності силових ключів, тривалість комутаційних процесів та деякі інші малозначимі фактори в даній ДДМ не враховуються.

Вище було доведено, що дискретні передатні функції РП для обвідної коливань і для поточних значень коливальних процесів відповідають двом схожим системам диференціальних рівнянь, в які матриця систем входить з протилежними знаками (див. (16) і (17)). Таким чином, для визначення передатної функції РП з СВ для обвідної коливань потрібно виконати наступні кроки.

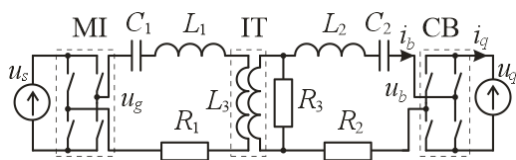


Рис. 4

1. Визначити передатну функцію ЛБП у вигляді (3).
2. Записати систему рівнянь у векторно-матричній формі простору станів (5) з матрицями $\mathbf{A}, \mathbf{K}, \mathbf{D}$ і \mathbf{F} .
3. Визначити систему рівнянь ДДМ (7) для $N_q = 2$ ($T = T_g/2$), з матрицями системи Φ_T і входу Θ_T , еквівалентними матрицям \mathbf{A} і \mathbf{K} неперервної системи.
4. Визначити передатну функцію для обвідної згідно

(9), де змінено знак матриці системи на протилежний.

В наведеному нижче прикладі символічні перетворення та чисельні розрахунки передатних функцій РП виконувалися на ЕОМ в програмному середовищі *MATLAB* для Т-подібної схеми заміщення на рис. 1 і силової схеми РП на рис. 4 з деякими модифікаціями кіл ЛБП за наведеними формулами, де МІ – мостовий інвертор; ІТ – ідеальний трансформатор; СВ – синхронний випрямляч.

Передатна функція ЛБП згідно рис. 1, б, в для вихідного струму, викликаною напругою інвертора, матиме вигляд

$$Y(s) = -Y_{21}(s) = \frac{i_b(s)}{u_g(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_{23}(s) \cdot (Z_1(s) + Z_{23}(s))}, \quad (10)$$

де $Z_{23}(s) = Z_2(s) \cdot Z_3(s) / (Z_2(s) + Z_3(s))$. Вхідною величиною в (10) є вихідна напруга інвертора на рис. 4 $u_1 = u_g$, вихідна величина i_b – струм на вході моста СВ. Згідно рис. 1, б, в і рис. 4: $i_b = -i_2 = -(i_{21} + i_{22})$, i_{21} – складова струму, викликана інвертором, $i_{22} = 0$ – складова струму, викликана СВ, яка в даному випадку не враховується, оскільки розглядається передача впливу зі сторони входу РП до його виходу за незалежних еквівалентних джерел на вході і виході. Тоді $i_b = -i_{21}$.

В розрахунках використовувалися наступні модифікації кіл (умовно М0-М3):

- первинні і вторинні нерезонансні кола: (М0) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2}$; (М1) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2} + L_{1,2} \cdot s$;
- первинні і вторинні послідовні резонансні кола: (М2) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2} + L_{1,2} \cdot s + 1/(C_{1,2} \cdot s)$ (згідно рис. 4);
- послідовні резонансні кола з активними опорами $R_{C1,2}$, паралельними ємностям контурів: (М3) $Z_{1,2}(s) = R_{1,2} + L_{1,2} \cdot s + R_{C1,2} / (R_{C1,2} \cdot C_{1,2} \cdot s + 1)$;
- нерезонансне коло намагнічування: (М0) $Z_3(s) = R_3$; (М1) $Z_3(s) = R_3 \cdot L_3 \cdot s / (R_3 + L_3 \cdot s)$ (згідно рис. 4);
- паралельний резонансний контур: (М2) $Z_3(s) = R_3 \cdot Z_{L3} \cdot Z_{C3} / (R_3 \cdot Z_{L3} + R_3 \cdot Z_{C3} + Z_{L3} \cdot Z_{C3})$, де $Z_{L3} = R_{L3} + L_3 \cdot s$ – операторний опір індуктивного кола; $Z_{C3} = R_{C3} + 1/(C_3 \cdot s)$ – операторний опір ємнісного кола; R_{L3} – активний опір індуктивності; R_{C3} – активний опір паралельної ємності; R_3 – паралельний активний опір контуру.

Розраховувалися наступні варіанти ЛБП, де послідовно позначено модифікації кіл Z_1, Z_3, Z_2 :

- М3-М0-М0 (М300) – РП без трансформатора з послідовним резонансним колом;
- М2-М1-М1 (М211) – LLC-резонансний перетворювач з трансформатором;
- М2-М1-М2 (М212) – двоконтурний РП з трансформатором (рис. 4).

Далі наведено вхідні дані для розрахунків:

базова робоча частота інвертора і випрямляча $f_g = 1000$ Гц; період дискретності моделі $T = 0.5/f_g$, с ($N=2, T=T_g/2$); часовий зсув реакції ЛБП на імпульси інвертора $t_{delay} = 0 \dots T = 0 \dots T$, с; відносна робоча частота $f_g^* = 0.5 \dots 2.5$; резонансна частота послідовних резонансних кіл (одна для обох сторін) $f_0 = f_g/f_g^*$, Гц; резонансна частота паралельного контуру $f_{03} = 0.25 \cdot f_0$; значення добротності: $Q_1 = 3$; $Q_2 = 7$; $Q_3 = 1$; хвильові опори: $\rho_1 = 1$ Ом; $\rho_2 = 1$ Ом; $\rho_3 = 250$ Ом; паралельні опори резонансних конденсаторів $R_{C1,2} = 1000$ Ом; параметри нерезонансного кола намагнічування: індуктивність $L_3 = 1$ Гн; активний опір індуктивності $R_{L3} = 0.1$ Ом; активний опір паралельної ємності $R_{C3} = 0.1$ Ом; паралельний опір $R_3 = 250$ Ом.

Завдані вище значення параметрів є умовними, які за необхідності можна привести до реальних значень чи перерахувати, наприклад, як показано в [24]. Розрахункові формули для параметрів елементів:

$$f_0 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{1,2} \cdot C_{1,2}}), \text{ Гц}; \quad f_{03} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_3 \cdot C_3}), \text{ Гц}; \quad \rho_{1,2,3} = \sqrt{L_{1,2,3} / C_{1,2,3}}, \text{ Ом}; \quad Q_{1,2} = \rho_{1,2} / R_{1,2}; \quad Q_3 \approx R_3 / \rho_3$$

(для $R_{L3} \approx 0$ і $R_{C3} \approx 0$); $\omega_0 = f_0 / (2 \cdot \pi)$, p/c; $\omega_{03} = f_{03} / (2 \cdot \pi)$, p/c; $C_{1,2,3} = 1 / (L_{1,2,3} \cdot \omega_0^2)$, Ф; $L_{1,2,3} = \rho_{1,2,3} / \omega_0$, Гн; $R_{1,2} = \rho_{1,2} / Q_{1,2}$, Ом; $R_3 = \rho_3 \cdot Q_3$, Ом.

На рис. 5 показано імітаційну модель (а) та імпульсні перехідні функції динамічних моделей резонансного перетворювача (затушований – імпульс вхідної напруги) для відносної робочої частоти $f_g^* = 1$ (б) і $f_g^* = 1.25$ (в) відповідно: 1 – вихідна величина лінійної частини схеми заміщення (рис. 1, б) або вхідний струм випрямляча i_{21} , А; 2 – вихідна величина дискретної динамічної моделі або дискретні значення вхідного струму випрямляча i_b , А; 3 – вихідна величина динамічної моделі для обвідної або випрямлений струм i_q , А.

Перевірка істинності результатів теоретичних досліджень виконувалася за допомогою простої імітаційної SIMULINK-моделі на рис. 5, а з трьома передатними ланками. Перша ланка LTI-System імітує ЛБП РП з передатною функцією (10). Друга ланка Discrete State-Space представляє собою ДДМ для поточних значень з $N_q = 2$, еквівалентну ЛБП РП і завдану у формі простору станів. Третя ланка Discrete State-Space1 представляє собою ДДМ РП для обвідної коливань з протилежним знаком матриці системи відносно ДДМ РП для поточних значень величин.

На рис. 5, б, в показано імпульсні перехідні функції моделей у разі подачі на входи моделей одиничного елементарного вхідного імпульсу (виділений сірим). Три вихідних функції практично співпадають в точках дискретизації, що підтверджує правильність теоретичних викладок.

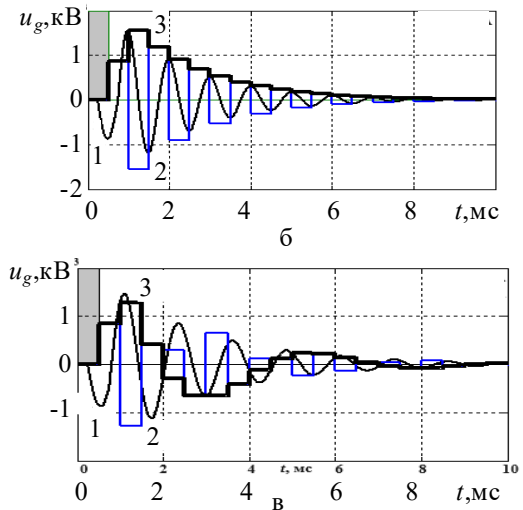
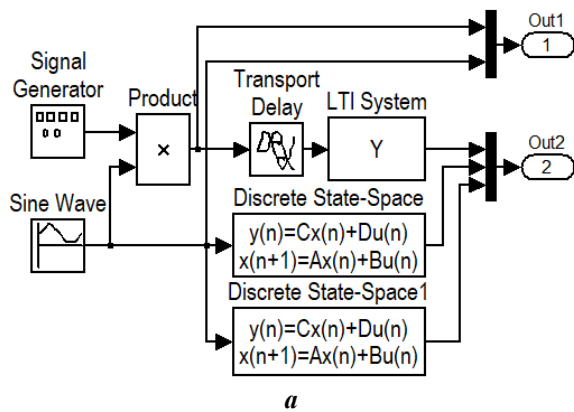


Рис. 5

У таблицях 1 і 2 наведено передатні функції РП для вхідної величини – напруги живлення і вихідної величини – випрямленого струму навантаження. Вирази передатних функцій отримано в системі *MATLAB*.

У табл.1 наведено передатні функції (ПФ) динамічних моделей резонансного перетворювача для модифікації ЛБП М300 і для $R_2 = 0$, $R_3 = 10$ кОм.

Таблиця 1

f_g^*	0.80	1.00	1.25
Неперервна $Y(s)$	$\frac{7845 s + 6.161e004}{s^2 + 3820 s + 6.171e007}$	$\frac{6276 s + 3.943e004}{s^2 + 3056 s + 3.95e007}$	$\frac{5021 s + 2.524e004}{s^2 + 2445 s + 2.528e007}$
Дискретна $Y(z)$	$\frac{0.6043 z^2 - 0.3707 z - 0.2319}{z^3 + 0.604 z^2 + 0.1481 z}$	$\frac{0.7027 z^2 - 0.3739 z - 0.3266}{z^3 + 0.9275 z^2 + 0.217 z}$	$\frac{0.7126 z^2 - 0.3243 z - 0.3862}{z^3 + 0.8279 z^2 + 0.2945 z}$
Для обвідної $\sim Y(z)$	$\frac{0.6043 z^2 + 0.3707 z - 0.2319}{z^3 - 0.604 z^2 + 0.1481 z}$	$\frac{0.7027 z^2 + 0.3739 z - 0.3266}{z^3 - 0.9275 z^2 + 0.217 z}$	$\frac{0.7126 z^2 + 0.3243 z - 0.3862}{z^3 - 0.8279 z^2 + 0.2945 z}$

У табл. 2 наведено передатні функції динамічних моделей резонансного перетворювача для модифікації ЛБП М212 з трансформатором з синхронними циклами комутації вентилів випрямляча та інвертора (див. рис.4).

Таблиця 2

f_g^*	0.80	1.00	1.25
Неперервна $Y(s)$	$\frac{1.542e010 s^3}{s^5 + 3.938e006 s^4 + 5.434e009 s^3 + 2.434e014 s^2 + 5.11e015 s + 2.988e019}$	$\frac{9.87e009 s^3}{s^5 + 3.15e006 s^4 + 3.477e009 s^3 + 1.246e014 s^2 + 2.093e015 s + 9.793e018}$	$\frac{6.317e009 s^3}{s^5 + 2.52e006 s^4 + 2.226e009 s^3 + 6.38e013 s^2 + 8.573e014 s + 3.209e018}$
Дискретна $Y(z)$	$\frac{0.3901 z^5 - 0.8837 z^4 + 0.3304 z^3 + 0.4409 z^2 - 0.2776 z + 2.543e-018}{z^6 - 0.9358 z^5 - 0.5074 z^4 + 0.01526 z^3 + 0.5054 z^2 - 4.381e-017 z}$	$\frac{0.4361 z^5 - 0.9709 z^4 + 0.3068 z^3 + 0.5604 z^2 - 0.3323 z + 1.117e-017}{z^6 - 0.4453 z^5 - 1.438 z^4 + 0.3651 z^3 + 0.5793 z^2 + 7.979e-017 z}$	$\frac{0.4257 z^5 - 0.9318 z^4 + 0.2461 z^3 + 0.6028 z^2 - 0.3428 z - 5.305e-018}{z^6 - 0.686 z^5 - 0.9233 z^4 + 9.976e-005 z^3 + 0.6462 z^2 + 1.457e-016 z}$
Для обвідної $\sim Y(z)$	$\frac{0.3901 z^5 + 0.8837 z^4 + 0.3304 z^3 - 0.4409 z^2 - 0.2776 z - 1.229e-018}{z^6 + 0.9358 z^5 - 0.5074 z^4 - 0.01526 z^3 + 0.5054 z^2 + 4.381e-017 z}$	$\frac{0.4361 z^5 + 0.9709 z^4 + 0.3068 z^3 - 0.5604 z^2 - 0.3323 z - 1.117e-017}{z^6 + 0.4453 z^5 - 1.438 z^4 - 0.3651 z^3 + 0.5793 z^2 - 7.979e-017 z}$	$\frac{0.4257 z^5 + 0.9318 z^4 + 0.2461 z^3 - 0.6028 z^2 - 0.3428 z + 5.305e-018}{z^6 + 0.686 z^5 - 0.9233 z^4 - 9.976e-005 z^3 + 0.6462 z^2 - 1.457e-016 z}$

В першому рядку основної частини таблиць містяться неперервні передатні функції, що отримано з вище наведеної математичної моделі. В другому рядку наведено дискретні передатні функції, що отримані з еквівалентної ДДМ. В нижньому рядку наведено дискретні передатні функції для обвідної коливальних, які отримано з еквівалентної ДДМ зі зворотним знаком перехідної матриці. Передатні функції в трьох стовпчиках відповідають трьом значенням відносною робочою частоти РП – відношенням робочою частоти до резонансної.

На рис. 6 наведено перехідні характеристики випрямленого струму дискретних динамічних моделей резонансного перетворювача для обвідної з різними модифікаціями лінійної частини схеми заміщення: 1 – М300; 2 – М211; 3 – М212; а, б, в – для відносною робочою частоти $f_g^* = 0.8; 1.0; 1.25$ відповідно. Різний характер перехідних процесів обумовлений тим, що частота коливальних перехідної характеристики відповідає модулю різниці між робочою і резонансною частотами. Динаміка РП з робочою частотою, наближеною до резонансної, подібна до динаміки РП з автогенерацією, розглянутого в [25]. Встановлені значення перехідних процесів відповідають різним статичним коефіцієнтам передавання РП на вказаних робочих частотах.

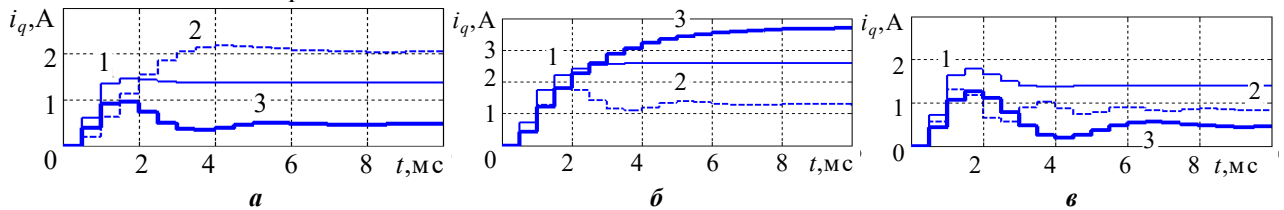


Рис. 6

Задля перевірки істинності отриманих передатних функцій було проведено ряд експериментів та порівняно вихідні величини імітаційних моделей РП з вихідними величинами динамічних моделей РП для обвідної. На рис. 7 наведено часові характеристики динамічних моделей резонансного перетворювача за амплітудної модуляції напруги інвертора: 1 – вихідна напруга інвертора u_g , В; 2 – вихідна величина лінійної частини схеми заміщення – вхідний струм випрямляча i_b , А; 3 – вихідна величина динамічної моделі для обвідної – випрямлений струм i_q , А; а, б – для відносною робочою частоти $f_g^* = 1$ і $f_g^* = 1.25$ відповідно.

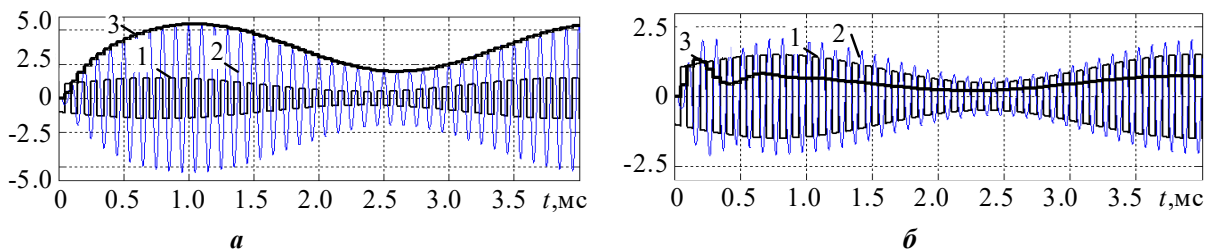


Рис. 7

Вихідні величини ДДМ для обвідної (графіки 3 на рис. 7, а, б) співпадають зі значеннями струму випрямляча (графіки 2) імітаційної моделі РП в моменти квантування. На вхід моделей подавався сигнал складної форми. В даному випадку – синусоїда з постійною складовою. Співпадіння величин свідчить щодо правильності отриманих передатних функцій РП для обвідних коливальних у табл. 1 і 2.

Висновки. В результаті даного дослідження визначено лінеаризовану ДДМ РП і показано можливість визначення передатної функції РП для обвідної коливальних процесів: теоретичним шляхом – на основі передатної функції лінійної частини схеми РП для поточних значень величин; експериментальним шляхом – на основі аналізу експериментально знятої імпульсної перехідної характеристики РП.

Перевагою теоретичного способу на основі математичної моделі, побудованої за принципом суперпозиції, є можливість врахування структури схеми заміщення 3-8 порядків, розрахунки коефіцієнтів передатної функції якої не викликають труднощів.

Дискретну передатну функцію РП для обвідної може бути визначено із дискретної передатної функції для поточних значень, яку отримано на основі неперервної або дискретної математичної моделі, або на основі експериментів. Дискретна передатна функція для обвідної з $N=2$ дорівнює дискре-

тній передатній функції для поточних значень з протилежними знаками за $n - 1, n - 3, \dots$ ступенях z чисельника (n – порядок схеми ЛБП) і за $n, n - 2, \dots$ ступенях z знаменника.

Аналіз процесів показав, що динаміка розглянутих схем РП для обвідних визначається домінуючими двома коливальними ланками з частотами вільних коливань, які відповідають послідовному та паралельному резонансам резонансного кола.

Роботу виконано в рамках державної бюджетної НДР: «Розробка енергоефективних засобів генерації та перетворення електроенергії для систем розмагнічування малих кораблів» (№ ДР 0124U001522).

DYNAMIC MODEL OF THE RESONANT CONVERTER FOR INFLUENCE FROM THE SUPPLY SIDE

G.V. Pavlov¹, A.V. Obrubov², I.L. Vinnychenko³

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
Heroiv Ukrainy av., 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine.

E-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrybov@nuos.edu.ua; i.l.vinnychenko@gmail.com.

In the paper, a discrete dynamic model of a full-bridge resonant converter with a symmetrical operating mode has been obtained, which describes the resonant converter as a transfer link with an supply voltage input side and a load current output side. The dynamic model is based on a linear mathematical model of the resonant converter built according to the superposition principle. The structure of the resonant converter with the processes outline function is given and analyzed. The structure of the discrete dynamic model of the resonant converter of the n^{th} order is presented. It is proved that the transfer function of the discrete dynamic model for the outline function can be determined by the transfer function of the continuous system. The resulting dependencies describing the discrete transfer functions of the resonant converter are used to obtain the discrete dynamic model of the double-circuit transformer resonant converter in a synchronous rectifier. For this, the sequence of actions is defined: definition of the transfer function of the continuous dynamic model; obtaining the system of equations in vector-matrix form describing electromagnetic processes in the converter; definition of the system of discrete equations; definition of the transfer function of the circuit. The obtained theoretical results were verified by means of simulation modeling of the considered double-circuit resonant converter. The proposed dynamic model makes it possible to analyze the influence of instability and low-frequency fluctuations of the supply voltage of the resonant converter on the output values. The presented results can be used in the development and improvement of single- or multi-circuit bridge high-frequency resonant converters as the secondary power sources and converters used in ship demagnetization systems. References 25, figures 8, tables 2.

Key words: resonant converter, dynamic model, outline function, principle of superposition, transfer function.

1. Wikkerink D., Mor A.R., Polinder H., Ross R. Converter design for high temperature superconductive degaussing coils. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. Pp. 128656-128663. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3227508>.
2. Vinnychenko D., Nazarova N., Vinnychenko I. Transformerless high-voltage resonant charging systems for capacitive energy storage devices for electro-discharge technologies. *Proc. of IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kyiv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 727-731. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927052>.
3. Wolf M., Pokryvailo A. High Voltage Resonant Modular Capacitor Charger Systems With Energy Dosage. *IEEE Pulsed Power Conference*. Monterey, CA, USA, 13-15 June 2005. Pp. 1029-1032. DOI: <https://doi.org/10.1109/PPC.2005.300477>.
4. Wenjin Sun, Xiang Jin, Li Zhang, Haibing Hu, Yan Xing. Analysis and design of a multi-resonant converter with a wide output voltage range for EV charger applications. *Journal of Power Electronics*. 2017. Vol. 17. No 4. Pp. 849-859.
5. Honggang Sheng. A high power density three-level parallel resonant converter for capacitor charging: PhD diss.: Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute. Blacksburg. 2009. 196 p. URL: <https://ytechworks.lib.vt.edu/server/api/core/bitstreams/c6a84ea8-eb4a-43d1-b627-d94e7bd104e4/content> (accessed at 14.02.2024)
6. Deshmukh S., Iqbal A., Islam S., Khan I., Marzband M., Rahman S., M.A.B. Al-Wahedi A. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy Reports*. 2022. Vol. 8. Pp. 1091-1113. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.12.013>.
7. Găiceanu M. (ed.) Electric power conversion. IntechOpen, 2019. 228 p. DOI: <https://doi.org/10.5772/intechopen.73992>.
8. Rashid M., Hui S.Y., Shu-Hung Chung H. Power electronics handbook (fourth edition). Butterworth-Heinemann, 2018. 1496 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00012-X>.
9. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Estimation of energy efficiency of the frequency converter based on the resonant inverter with pulse-density control. *Proc. of IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kharkiv, Ukraine, 10-14 September 2018. Pp. 101-105. DOI:

<https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559499>.

10. Yang E.X., Choi B., Lee F.C., Cho B.H. Dynamic analysis and control design of LLC resonant converter. 1992. Pp. 362-369. URL: <https://www.yumpu.com/en/document/view/38364328/dynamic-analysis-and-control-design-of-lcc-resonant-converter-> (accessed at 14.02.2024)
11. Gorodny A., Gordienko V., Stepenko S., Sereda O., Boyko S. Impact of supply voltage change on the energy performance of boost quasi-resonant converter for radioelectronic equipment power supplies. *Proc. of International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine, 15-17 November 2017. Pp. 232-235. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248897>.
12. Afshang H., Tahami F. Voltage regulation of DC-DC series resonant converter operating in discontinuous conduction mode: the hybrid control approach. *International Journal of Engineering*. 2019. Vol. 32. No 11. Pp. 1610-1619. DOI: <https://doi.org/10.5829/ije.2019.32.11b.12>.
13. Nair M. Simulation and experimental verification of closed loop operation of buck/boost dc-dc converter with soft switching. *International Journal of Engineering*. 2012. Vol. 25. No 4. Pp. 267-274. URL: https://www.ije.ir/article_72033.html (accessed at 14.02.2024)
14. Shi J., Li H., Wang Z. Research on output voltage stabilization of LLC resonant converter based on LADRC with simplified linear model. *Proc. of 6th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*. Shanghai, China, 17-20 September 2021. Pp. 51-55. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICPRE52634.2021.9635581>.
15. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals. *Proc. of 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, 07-11 June 2016. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521879>.
16. Chen W., Zhang G., Zhang A. Influence of demagnetizing current transition process on demagnetizing effect. *Ship Science and Technology*. 2011. Vol. 33. No 04. Pp. 85-89.
17. Pawłowski T. A review of electromagnetic field sources on ships. *Biuletyn Instytutu Morskiego*. 2018. Vol. 33. Pp. 94-112. DOI: <https://doi.org/10.5604/01.3001.0012.7649>.
18. Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter. USA: Texas Instruments Incorporated, 2010. URL: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf> (accessed at 14.02.2024)
19. Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using NCP4390/NCV4390. USA: Semiconductor Components Industries, LLC, 2023. 20 p. URL: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/and90061-d.pdf> (accessed at 14.02.2024)
20. Norsworthy S., Cardiff R. Resonant power converter for radio frequency transmission and method. European patent, 03713861.7, 2003.
21. Vyapari S., Viju Nair R., Ghosh G. Envelope-detection-based accurate small-signal modelling of series resonant converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2023. Vol. 38. No 7. Pp. 8367-8378. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3268635>.
22. Kuo B.C. Digital control systems. University of Illinois at Urbana-Champaign: Oxford University Press, 1992. 751 p.
23. Baldi P., Haus E. Normal form and dynamics of the Kirchhoff equation. *Boll Unione Mat Ital*. 2023. Vol. 16. Pp. 337-349. DOI: <https://doi.org/10.1007/s40574-022-00344-6>
24. 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. No 8(118). Pp. 17-28. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526>.
25. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Optimizing the operation of charging self-generating resonant inverters. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2022. Vol. 1. No. 5(115). Pp. 23-34. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148>

Надійшла 02.03.2024
Остаточний варіант 22.03.2024