

РОЗРАХУНОК РЕГУЛЮВАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДОМ СУПЕРПОЗИЦІЇ

Г.В. Павлов¹, докт. техн. наук, **А.В. Обрубов²**, докт. техн. наук,
І.Л. Вінниченко³, канд. техн. наук, **А.О. Махнов⁴**
 Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
 пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна,
 e-mail: pavlov.gv.nuk@gmail.com; andrii.obrubov@nuos.edu.ua; i.l.vinnichenko@gmail.com;
andrei.schneiderreu@gmail.com.

В роботі представлено розрахунки регульовальних характеристик двотактного резонансного перетворювача з послідовним резонансним контуром (LLC-типу) з частотним регулюванням двома методами – методом першої гармоніки та методом суперпозиції. Теоретичні результати перевірено аналітично-структурним методом моделювання. Силову схему резонансного перетворювача для аналізу електромагнітних процесів заміщено лінійною T-подібною схемою з двома послідовними резонансними електричними RLC-ланцюгами і еквівалентними генераторами прямокутних напруг, які імітують транзисторний інвертор та діодний випрямляч в режимі квазінеперервного струму. Аналітично-структурний метод моделювання полягає в частково аналітичному і частково структурному шляхах побудови чисельної моделі резонансного перетворювача у вигляді імітаційної моделі в середовищі MATLAB-Simulink. Лінійні структурні ланки моделі створено на основі інтегральних рівнянь кіл. Нелінійні ланки створено на основі нелінійних функцій та причинно-наслідкових зв'язків. Структурна модель на основі даних ланок враховує нелінійність елементів силових схем резонансного перетворювача і базується на простіших математичних виразах у порівнянні з еквівалентною математичною моделлю резонансного перетворювача. Структурна модель відповідає уявленню резонансного перетворювача у вигляді резонансного контуру з незалежними еквівалентними генераторами напруг і дає можливість регулювати коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками трансформатора та моделювати процеси за довільних керуючих функціях еквівалентних генераторів. Особливістю використання метода суперпозиції для розрахунків статичних характеристик резонансного перетворювача виявилась необхідність погоджувати фази напруг еквівалентних генераторів схеми заміщення у разі зміни робочої частоти або відносної напруги навантаження. Залежність вхідної напруги випрямляча, яка моделюється другим еквівалентним генератором, від процесів силових схем реального резонансного перетворювача, визначає умови погодження (налаштування) фаз еквівалентних генераторів. Бібл. 30, рис. 5.

Ключові слова: аналітично-структурне моделювання, метод першої гармоніки, метод суперпозиції, регульовальні характеристики, резонансний перетворювач.

Вступ. Підвищення рівня енергоефективності систем розмагнічування суден малої тоннажності є актуальним питанням і відповідає одному із пріоритетних напрямків розвитку науки і техніки в Україні. Значне зниження втрат можливо забезпечити на етапі перетворення електроенергії для живлення систем розмагнічування (СР). Бажання зменшити амплітуду сплесків магнітного поля, як наслідок нестабільності напруги мережі, викликає необхідність суттєво збільшувати робочу частоту перетворювачів, що призводить до збільшення комутаційних втрат і зменшення ККД. Резонансні перетворювачі у порівнянні з перетворювачами з жорсткою комутацією мають нижчий рівень комутаційних втрат за рахунок форми струмів та напруг та переключень за їх нульових

© Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л., Махнов А.О., 2024
 ORCID: ¹ <https://orcid.org/0000-0002-4937-1828>; ² <https://orcid.org/0000-0001-9667-1703>;
³ <https://orcid.org/0000-0002-3768-1060>; ⁴ <https://orcid.org/0009-0006-1755-7405>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

значеннях, що обумовлює збільшення ККД [1–3]. Також забезпечується більш високий рівень електромагнітної сумісності з мережею. Тому перетворювачі електроенергії резонансного типу доцільно застосовувати в системах розмагнічування суден [4].

Метод суперпозиції широко відомий в теорії електротехніки та електроніки [5–7] і застосовується для розрахунків електромагнітних процесів лінійних або лінеаризованих схем з декількома еквівалентними генераторами [8–10]. Сумісно з теоремою Тевеніна (коли схема заміщується еквівалентним джерелом і опором) метод суперпозиції можливо застосувати і для побудови математичних моделей перетворювачів електроенергії, в силових схемах яких можна виділити еквівалентні генератори і розкласти їхні функції на елементарні ступінчасті складові [11]. Це полегшує розрахунки статичних характеристик перетворювачів електроенергії з відносно складними силовими схемами, в тому числі і резонансного типу [12]. Але є специфічні умови методу суперпозиції – лінійність і стаціонарність схеми, незалежність еквівалентних генераторів від процесів схеми, що ускладнюють використання методу суперпозиції для аналізу процесів перетворювачів електроенергії. Тому для з'ясування доцільності застосування в розрахунках статичних характеристик і оцінки точності методу суперпозиції слід провести розрахунки статичних характеристик резонансного перетворювача електроенергії як перетворювача з відносно складною силовою схемою [13–15], методом суперпозиції та іншим перевіреним методом [16] і порівняти результати розрахунків. Також як альтернативний шлях доцільно провести чисельне моделювання процесів резонансного перетворювача. Вважаючи результати моделювання достовірними, можливо порівняти збіжність результатів теоретичних розрахунків з результатами моделювання.

Метою дослідження є використання методу суперпозиції для розрахунків статичних регульованих характеристик резонансного перетворювача (РП) та порівняльна оцінка точності результатів, отриманих за методом суперпозиції, і подібних результатів, отриманих відомим та застосовуваним для розрахунків характеристик РП методом першої гармоніки. Також в роботі дано оцінку точності результатів розрахунків за збіжністю з результатами чисельного моделювання.

1. Розрахунок методом першої гармоніки. Вхідні дані для розрахунку взято з лабораторного зразку РП *LLC*-типу [17, 18] із наступними характеристиками: напруга живлення 220 В; номінальна потужність 300 Вт; вихідна напруга 12 В. Силова схема експериментального РП відповідає схемі в [11] і містить двотактний інвертор класу *D*, понижуючий трансформатор, діодний випрямляч та резонансні конденсатори. Потужність РП регулюється частотним та релейним способами [19–21]. В даній роботі розглядаються саме характеристики частотного регулювання. У разі підвищення робочої частоти, починаючи від частоти послідовного резонансу первинного кола, вихідна потужність РП знижується від 100% до приблизно 20% від номінальної. Кратність зміни частоти при цьому не перевищує 3. Задля подальшого зниження потужності здійснюється релейне регулювання з періодичним включенням і виключенням коливальних інвертору за максимальної робочої частоти. Детально роботу РП у разі релейного регулювання буде досліджено окремо.

Схема заміщення (СЗ) силової частини РП з одиничним коефіцієнтом трансформації на рис. 1, *а* представляє собою Т-подібний лінійний чотирьохполюсник (резонансне коло [22, 23]), який можна вважати суперпозицією схем на рис. 1, *б*. Еквівалентні генератори первинної та вторинної напруг u_1 і u_2 заміщують напівмостовий інвертор напруги класу *D* і мостовий діодний випрямляч з *RC*-навантаженням. Ємності C_{r1} і C_{r2} заміщують резонансні конденсатори. Індуктивності L_{s1} , L_{s2} , L_m заміщують первинну та вторинну індуктивності розсіювання трансформатора. Активні опори r_1 , r_2 і r_d заміщують опори втрат на первинній, вторинній стороні і опір втрат перемагнічування сердечника трансформатора. Елементи вторинної сторони вважаються приведеними до первинної сторони. За необхідності параметри СЗ можна перерахувати для будь-якого значення коефіцієнту трансформації.

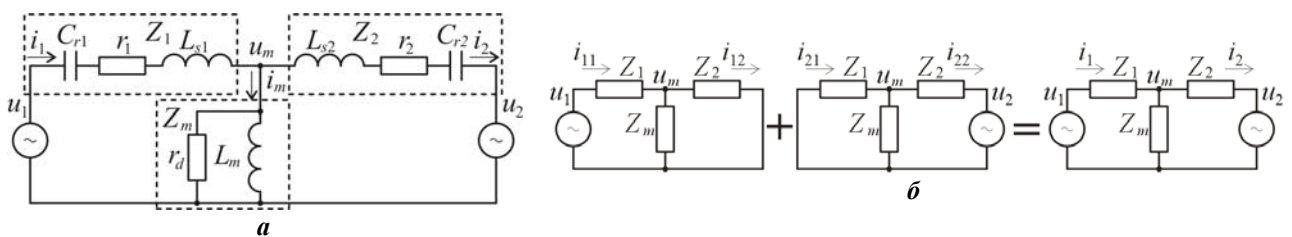


Рис. 1

Згідно з методом першої гармоніки [17, 19, 24, 25] еквівалентний опір навантаження РП можна виразити відношенням перших гармонік напруги і струму СЗ $R_{ac} = U_{2m}^{(1)}/I_{2m}^{(1)}$, а фактичний опір навантаження – відношенням середніх за напівперіод величин вихідної напруги і струму РП $R_n = U_2/I_2$. Виразивши приблизно перші гармоніки через середні значення: $U_{2m}^{(1)} \approx U_{2m} \cdot (4/\pi) \approx U_2 \cdot (4/\pi)$ (U_{2m} – амплітуда прямокутної напруги на вході випрямляча, U_2 – середня вихідна напруга), $I_{2m}^{(1)} \approx I_{bm} \approx I_2 \cdot (\pi/2)$ (I_{2m} – амплітуда вхідного струму випрямного моста), отримаємо $R_{ac} = U_2 \cdot (4/\pi) \cdot 2 / (I_2 \cdot \pi) = R_n \cdot (8/\pi^2)$. Або з врахуванням коефіцієнту трансформації $N_{tr} = w_1/w_2$: $R_{ac} = R_n \cdot N_{tr}^2 \cdot (8/\pi^2)$. Вихідна напруга СЗ u_2 може бути виражена через вхідну напругу u_1 , величини комплексних опорів Z_1, Z_2, Z_m , та еквівалентного опору навантаження R_n : $u_2 = u_1 \cdot f(Z_1, Z_2, Z_3, Z_m, R_{ac})$. Відношення вихідної і вхідної напруг є передатною функцією СЗ: $H_u(j\omega) = u_2(j\omega)/u_1(j\omega)$,

$$H_u(j\omega) = \frac{Z_m(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + R_{ac})}{Z_1(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + Z_m(j\omega) + R_{ac}) + Z_m(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + R_{ac})} \cdot \frac{R_{ac}}{Z_2(j\omega) + R_{ac}}, \quad (1)$$

де j – уявна одиниця, ω – кутова частота, рад/с, запис « $j\omega$ » означає добуток $j \cdot \omega$. Комплексні опори СЗ визначаються так: $Z_1(j\omega) = 1/(j\omega \cdot C_{r1}) + j\omega \cdot L_{s1} + r_1$; $Z_m(j\omega) = j\omega \cdot L_m \cdot r_d / (j\omega \cdot L_m + r_d)$; $Z_2(j\omega) = 1/(j\omega \cdot C_{r2}) + j\omega \cdot L_{s2} + r_2$. Тут позначено: $C_1, L_1, r_1 = \rho_1/Q_1$ і $C_2, L_2, r_2 = \rho_2/Q_2$ – ємності, індуктивності і активні опори послідовних резонансних ланцюгів; $\rho_1 = \sqrt{L_{s1}/C_1}$ і $\rho_2 = \sqrt{L_{s2}/C_2}$ – хвильові опори та Q_1 і Q_2 – добротності послідовних резонансних ланцюгів; r_d і L_m – еквівалентний опір втрат і індуктивність намагнічування сердечника.

Регульовальна характеристика є залежністю коефіцієнту передачі напруги K_u СЗ від робочої частоти ω_g . $K_u(\omega_g) = U_2/U_1 = |H_u(j \cdot \omega_g)|$, де ω_g – робоча частота, U_2/U_1 – відношення однотипних значень напруг. Альтернативний вираз коефіцієнту передачі РП LLC-типу визначено відповідно до [26, 27]

$$K_u(\omega_g) = \left(\frac{L}{L_{s1} + L_{s2}} - 1 \right) \cdot \left(\frac{\omega_g}{\omega_{012}} \right)^2 \left/ \left[\left(\left(\frac{\omega_g}{\omega_m} \right)^2 - 1 \right) + j \cdot \left(\left(\frac{\omega_g}{\omega_{012}} \right)^2 - 1 \right) \cdot \frac{\omega_g}{\omega_{012}} \cdot \left(\frac{L}{L_{s1} + L_{s2}} - 1 \right) \cdot \frac{\rho_{12}}{R_{ac}} \right] \right., \quad (2)$$

де $L = L_{s1} + L_m$ – первинна індуктивність трансформатора; $\omega_{012} = 1/\sqrt{(L_{s1} + L_{s2}) \cdot (C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2))}$ і $\rho_{12} = \sqrt{(L_{s1} + L_{s2}) / (C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2))}$ – резонансна частота і хвильовий опір обох послідовних резонансних ланцюгів; $\omega_m = 1/\sqrt{L \cdot C_1}$ – резонансна частота первинного ланцюга у разі ненавантаженого вторинного ланцюга ($R_{ac} \rightarrow \infty$).

Вхідні дані розрахунків наступні: коефіцієнт магнітного зв'язку в трансформаторі $k_m = 0.9$; еквівалентний опір втрат перемагнічування $r_d = 100$ кОм; індуктивність намагнічування $L_m = k_m \cdot L_1 = 810$ мкГн; резонансні частоти: послідовна $f_{012} = \omega_{012} / (2 \cdot \pi) \approx 57,8$ кГц, послідовно-паралельна $f_{0m} = \omega_{0m} / (2 \cdot \pi) \approx 25,3$ кГц; хвильовий опір $\rho_{012} \approx 65,4$ Ом.

Первинні параметри: резонансна ємність $C_1 = 44$ нФ; первинна індуктивність $L_1 = L_{s1} + L_{m1} = 900$ мкГн; індуктивність розсіювання (резонансна) $L_{s1} = L_1 \cdot (1 - k_m) = 90$ мкГн; частота послідовного резонансу $f_{01} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{s1} \cdot C_1}) = 80$ кГц; добротність $Q_1 = 12$; опір втрат $r_1 = \rho_1 / Q_1 \approx 3,8$ Ом, хвильовий опір $\rho_1 \approx 45,2$ Ом.

Вторинні параметри (приведені до первинної сторони $L_2 = L_1$): резонансна ємність $C_2 = 1$ мкФ; індуктивність розсіювання (резонансна індуктивність) $L_{s2} = L_2 \cdot (1 - k_m) = 90$ мкГн; частота послідовного резонансу $f_{02} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{s2} \cdot C_2}) = 17$ кГц; добротність $Q_2 = 7$; опір втрат $r_2 = \rho_2 / Q_2 \approx 1,4$ Ом; хвильовий опір $\rho_2 \approx 9,5$ Ом.

Сімейства регульовальних характеристик, розрахованих методом першої гармоніки, наведено на рис. 2, а для $r_d = 1$ кОм (номери кривих I–II відповідають опорам навантаження $R_n = 0,1; 0,25; 0,5$;

0,7; 1,0; 2,0; 3,0; 4,0; 5,0; 7,0; 10,0 Ом) і на рис. 2, б для $r_d=100$ кОм (номери кривих 1–5 відповідають опорам навантаження $R_n = 0,25; 0,75; 2,0; 5,0; 7,0$ Ом). Спостерігається два виражених екстремуми – на частоті послідовного резонансу $f_{012} \approx 57,8$ кГц, коли еквівалентний опір навантаження малий $R_{ac} < r_{12} \approx 65,4$ Ом, і на частоті послідовно-паралельного резонансу $f_{0m} \approx 25,3$ кГц, коли еквівалентний опір навантаження великий $R_{ac} > r_{12}$. За великого опору R_{ac} , підключеному замість джерела u_2 на рис. 1, а, опір вторинного послідовного ланцюга C_2, L_{s2}, r_2 можна вважати відносно малим і його вплив на процеси незначним.

В резонансі задіяні ємність C_1 і сумарна індуктивність $L_{s1}+L_m$. Більша частина амплітуди коливань напруги приходить на індуктивність намагнічування L_m і паралельно підключений опір R_{ac} . Тоді вихідна напруга u_2 буде більша за вхідну напругу u_1 ($K_u > 1$). Зменшення опору R_{ac} , який шунтує індуктивність намагнічування L_m , призводить до перерозподілу резонансних явищ вже на послідовні ланцюги $C_1, L_{s1}, r_1, C_2, L_{s2}, r_2$, які діють як єдиний послідовний резонансний ланцюг. Тоді вихідна напруга стає нижчою за напругу живлення ($K_u < 1$) і визначається резонансною кривою подільника, що складається з послідовного резонансного ланцюга і еквівалентного опору навантаження R_{ac} .

Характеристики на рис. 2, б розраховано за виразом (1) (суцільні графіки) і альтернативним виразом (2) (пунктирні графіки). Як видно, характеристики мають схожі траєкторії з близькими частотами екстремумів. Різниця між відповідними графіками зростає на резонансних частотах та обумовлена втратами на перемагнічування сердечника (r_d), врахованими у (1). Коефіцієнт передачі K_u чутливий до еквівалентного опору втрат r_d . На рис. 2, а за $r_d=1$ кОм коефіцієнт передачі K_u для відносно великого $R_n=7$ Ом ($R_{ac} \approx 750,4$ Ом) має найбільше значення $K_u=3$. На рис. 2, б за $r_d=100$ кОм коефіцієнт передачі для того ж $R_n=7$ Ом має найбільше значення $K_u=5$. За відносно малого $R_n < 0,61$ Ом ($R_{ac} < r_{12} \approx 65,4$ Ом) опір втрат перемагнічування r_d практично не впливає на коефіцієнт передачі K_u . Опори навантаження $R_n < 0,61$ Ом відповідають потужності лабораторного РП більшій за 236 Вт (80% номінальної потужності), опори $R_n = 0,61 \dots 2$ Ом – 236...72 Вт, (80-24% номінальної потужності) і опори $R_n > 2$ Ом – меншій за 72 Вт (до 24% номінальної потужності), коли РП працює в режимі релейного регулювання.

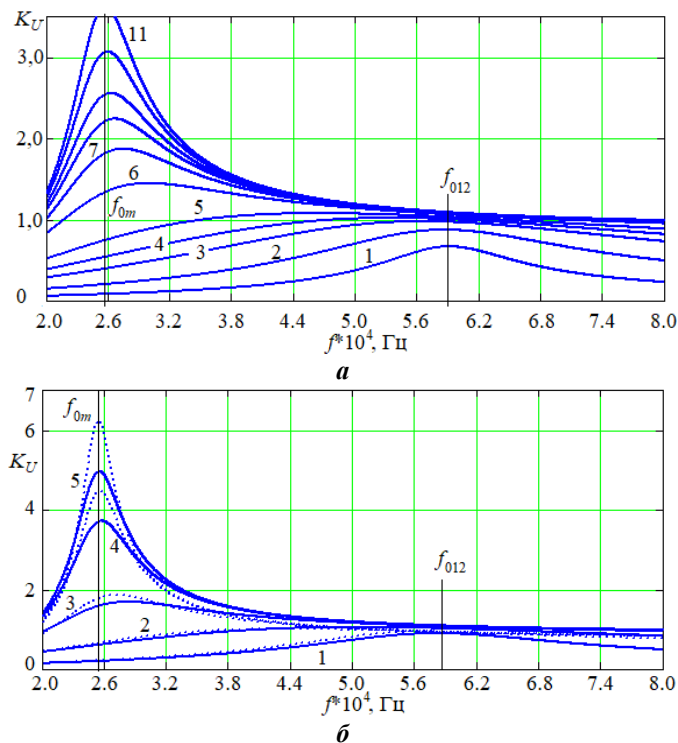


Рис. 2

можна виразити через напругу інвертора u_1 або струм вторинного кола i_2 та еквівалентний опір навантаження R_{ac}

2. Розрахунок методом суперпозиції.

Далі наведено частотні (суцільними лініями) і регулювальні (позначені мітками) характеристики резонансного перетворювача, розраховані методом суперпозиції (рис. 3): а – для $R_n=0,25$ Ом; б – для $R_n=0,5$ Ом; круглі мітки – розрахункові дані; квадратні мітки – експериментальні; в – фазові характеристики схеми заміщення на рис. 1; графіки 1–9 побудовано для значень відносного зміщення $\gamma = -1,00; -0,80; -0,70; -0,50; -0,30; -0,20; 0,25; 0,50$ за наступних значеннях частот погодження $f_{пор} = 38; 45; 50; 55; 57; 58; 60; 62; 70$ кГц.

Вихідний струм СР i_2 є наслідком дії напруг u_1 і u_2 . Згідно з принципом суперпозиції струм i_2 можна представити сумою складових $i_{12}+i_{22}$, викликаних кожною напругою u_1 або u_2 окремо

$$\begin{aligned} i_2 &= i_{12} + i_{22}, & i_{12} &= u_1 \cdot Y_{12}(j\omega), \\ i_{22} &= -u_2 \cdot Y_{22}(j\omega). \end{aligned} \quad (3)$$

Вхідну напругу випрямляча u_2

$$u_2(j \cdot \omega) = q \cdot u_1(j\omega) = R_{ac} \cdot i_2(j\omega) \quad (4)$$

де параметр $q=2 \cdot U_{aux}/U_s$ – відношення вихідної напруги РП до половини напруги живлення напівмостового інвертора.

Вихідний струм СР згідно (3) і (4) матиме наступний вигляд в комплексній формі

$$i_2(j\omega) = u_1(j\omega) \cdot Y_{12}(j\omega) / (1 + R_{ac} \cdot e^{j\omega(\gamma_v \cdot \pi/\omega_0)} \cdot Y_{22}(j\omega)), \quad (5)$$

де $e^{j\omega \tau_v}$ – оператор зсуву коливань напруги u_2 на час $\tau_v = \gamma_v \cdot \pi/\omega_{01}$, $\gamma_v = -1 \dots 1$ – відносний зсув в долях напівперіоду резонансної частоти $\omega_{01} = 1/\sqrt{L_{s1} \cdot C_1}$. В реальній схемі РП під час регулювання робочої частоти ω_g буде змінюватися фазовий зсув між напругою на виході інвертору (u_1) і вхідною напругою випрямляча (u_2) згідно з течією процесів.

В СЗ на рис. 1 еквівалентні генератори u_1 і u_2 , як зазначалося, є умовно незалежними. Тому для формування процесів СЗ, ідентичних процесам РП, потрібно ввести варіативний зсув ($\varphi_v = \omega_g \cdot \tau_v$) між напругами еквівалентних генераторів, за якого буде виконуватися принцип роботи діодного або веденого синхронного випрямляча, коли фази перших гармонік вхідного струму i_2 і вхідної напруги випрямляча u_2 співпадатимуть.

На основі (5) з врахуванням $u_2(j\omega) = R_{ac} \cdot i_2(j\omega)$ можна записати вираз коефіцієнту передачі напруги СЗ

$$K_u(\omega_g) = U_2/U_1 = |H_u(j\omega_g)|, \quad (6)$$

де

$$H_u(j\omega) = \frac{R_{ac} \cdot Y_{12}(j\omega)}{1 + R_{ac} \cdot Y_{22}(j\omega) \cdot e^{j\omega(\gamma_v \cdot \pi/\omega_0)}},$$

$$Y_{12}(j\omega) = \frac{Z_m(j\omega)}{Z_1(j\omega) \cdot (Z_2(j\omega) + Z_m(j\omega)) + Z_2(j\omega) \cdot Z_m(j\omega)};$$

$$Y_{22}(j\omega) = \frac{Z_1(j\omega) + Z_m(j\omega)}{Z_2(j\omega) \cdot (Z_1(j\omega) + Z_m(j\omega)) + Z_1(j\omega) \cdot Z_m(j\omega)}.$$

Вирази $Z_1(j\omega)$, $Z_m(j\omega)$, $Z_2(j\omega)$ визначено при (1).

Умови погодження фаз еквівалентних генераторів СЗ згідно з принципом роботи випрямляча РП можна записати як прирівнювання нуля суми кута комплексної функції $H_u(j\omega)$ і варіативної фази φ_v

$$\Phi_2(\omega_g) = \arg(H_u(j\omega_g)) \pm \varphi_v = 0. \quad (7)$$

Варіативна фаза $\varphi_v = \omega_g \cdot \gamma_v \cdot \pi/\omega_{01}$ компенсує фазовий зсув другого еквівалентного генератора таким чином, щоб результуючий кут $\Phi_2(\omega_g)$ дорівнював різниці фаз між струмом i_2 і напругою u_2 на вході випрямляча. Знак варіативної фази φ_v в (7) визначається початковою полярністю напруг еквівалентних генераторів.

Графіки 1–9 на рис. 3, а, б є частотними характеристиками СЗ РП для різних значень відносного зміщення γ_v напруги другого еквівалентного генератора u_2 відносно напруги першого u_1 , розрахованими за (6). На кожній частотній характеристиці вибиралася точка на частоті погодження $f_{\text{пор}}$ (круглі мітки) за умовою (7), де відповідна фазова характеристика (графіки 1–9) на рис. 3, в перетинає нульове значення. Регульовальна характеристика визначається із сімейства характеристик 1–9 на рис. 3, а, б як лінія, що поєднує точки частотних характеристик на частотах перетину нуля відповідними фазовими характеристиками 1–9 на рис. 3, в.

Практично регульовальні характеристики проходять по нижнім межах, що формуються сімействами графіків 1–9. Графіки 7 на рис. 3, а, б відповідають нульовому зміщенню $\gamma_v=0$ і співпадають з регульовальними характеристиками, розрахованими методом першої гармоніки, подібними характеристикам на рис. 2, а, б для $R_n=0,25$ Ом і 0,5 Ом відповідно. Задля порівняння квадратними мітками нанесені експериментальні точки регульовальних характеристик РП для тих же опорів навантаження, отримані з експериментів з моделлю РП на рис. 4, а. Діапазон зміни робочої частоти під час моделювання з вищезазначеними параметрами резонансних елементів склав 65–150 кГц.

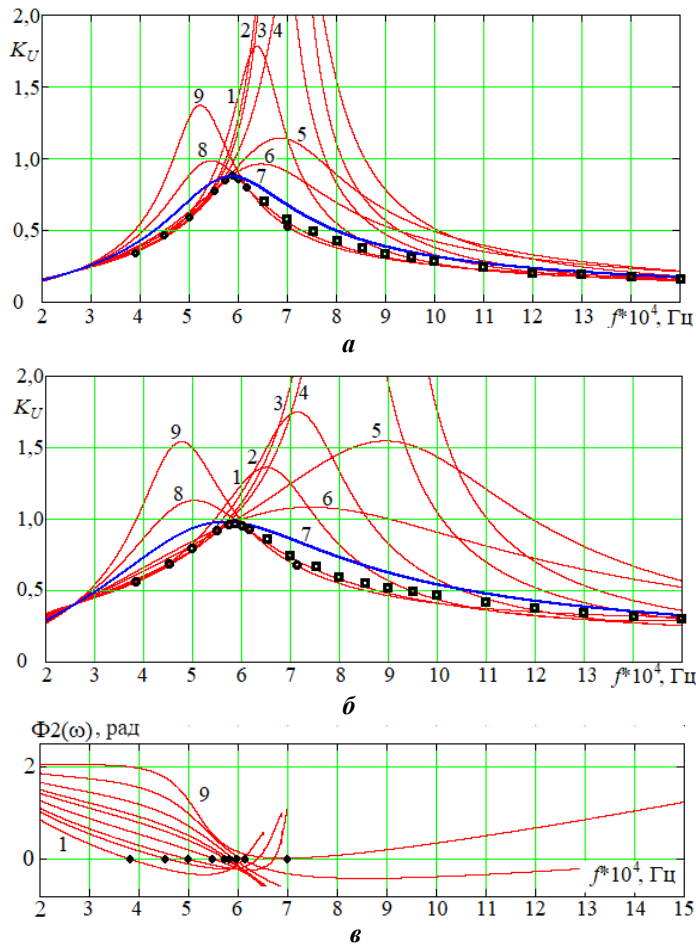


Рис. 3

кількості еквівалентних генераторів СЗ РП. Отже метод суперпозиції вигідно застосовувати для розрахунків характеристик РП в широкому діапазоні робочих частот, оскільки цей метод на відміну від методу першої гармоніки може враховувати вищі гармоніки коливань.

3. Моделювання резонансного перетворювача. Структурна модель на рис. 4 з параметрами лабораторного РП побудована в середовищі *Matlab-Simulink* і складається з наступних блоків: *Series rLC-branch1*, *Series rLC-branch2* – блоки моделювання послідовних резонансних *RLC*-ланцюгів (ланцюги з опорами Z_1 і Z_2 на рис. 1, а); *Coils System* – блок розрахунку складових індуктивностей трансформатора $L_1=L_{s1}+L_m$, K_m – коефіцієнт магнітного зв'язку трансформатора; R_{Lm} – блок моделювання еквівалентного ланцюга намагнічування трансформатора (ланцюг з опором Z_m на рис. 1, а); *Rectifier* – блок діодного випрямляча з врахуванням зворотного опору діодів і прямого падіння напруги на діодах; *RnCn-Chain* – блок моделювання паралельного *RC*-ланцюга навантаження; R_{ac} – множник, рівний опору еквівалентного навантаження; u_1 та *Saturation* – блоки генерування та формування напруги інвертору. Дана модель аналогічна до моделі РП в [28], яка також підтвердила достовірність результатів аналізу РП з автогенерацією в [29].

Модель РП відповідає Т-подібній схемі на рис. 1, а і наступним рівнянням напруг: $u_{rLC1}=u_g-u_m$; $u_{rLC2}=u_m-u_b$; $u_g=u_{rLC1}+u_{rLC2}+u_b$, де u_{rLC1} , u_{rLC2} – напруги на послідовних резонансних ланцюгах, u_g – вихідна напруга інвертору, u_m – напруга на еквівалентному *RL*-ланцюзі намагнічування, u_b – напруга на вході випрямляча. Під час моделювання обрано вирішувач *Ode23tb* [30]. Блоки моделювання послідовного резонансного ланцюга *Series rLC-branch1* і *Series rLC-branch2* на рис. 5, б мають ідентичні схеми на рис. 4, д, які реалізують наступні інтегральні рівняння:

$$u_L(t) = u_{rLC}(t) - \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) dt - r \cdot i(t) - U_{c0}, \quad i(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t u_L(t) dt + I_0.$$

Вхідною величиною є напруга u_{rLC} , вихідною – струм ланцюга i . Значення індуктивності L задається зовнішнім сигналом. Блок діодного випрямляча на рис. 4, д має входи струму i_2 і напруги

Як видно, характеристики на рис. 3, а, б, що розраховані методом першої гармоніки (графіки 7), проходять вище характеристик, розрахованих методом суперпозиції (серія круглих міток і вся нижня межа графіків 1–9). Експериментальні точки знаходяться здебільшого між розрахованими регульовальними характеристиками ближче до характеристики, розрахованої за методом суперпозиції. Це говорить про більшу схожість результатів, отриманих методом суперпозиції, з результатами експериментів, ніж результатів розрахунків по першим гармонікам коливань.

Розрахунки за методом першої гармоніки простіші за розрахунки методом суперпозиції і виконуються за одну процедуру. Розрахунки за методом суперпозиції є ітераційними і потребують певної кількості процедур розрахунків з перевіркою умов погодження фаз коливань еквівалентних генераторів. Тому розрахунки за методом суперпозиції доцільно автоматизувати. Кількість процедур розрахунків залежить від бажаної кількості значень для регульовальної частотної характеристики і від

на навантаженні U_q . Логіка даної моделі полягає в завданні напруги навантаження як вхідної напруги блоку випрямляча. Вихідними величинами є випрямлений струм i_{bdc} (i_2) і напруга на вході випрямляча u_b . За амплітуди вхідної напруги, меншій за напругу навантаження, коли діоди не відкриваються, вхідна напруга випрямляча визначається вхідним струмом i_2 і вхідним опором (рис. 4, д). За амплітуди вхідної напруги, достатньої для відкриття діодів випрямляча, коли вона перевищує вихідну напругу, амплітуда вхідної напруги обмежується величиною вихідної напруги з врахуванням падіння напруги на діодах. Вихідна напруга U_q залежить від еквівалентного опору навантаження R_{ac} , пропорційного опору навантаження РП R_n .

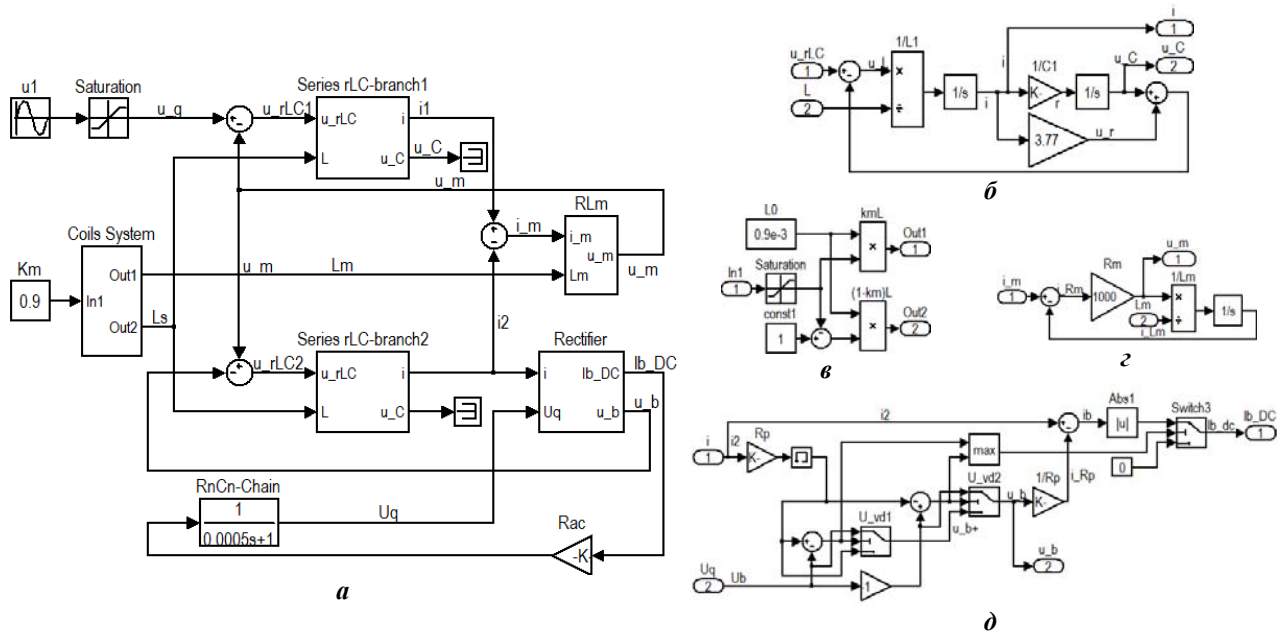


Рис. 4

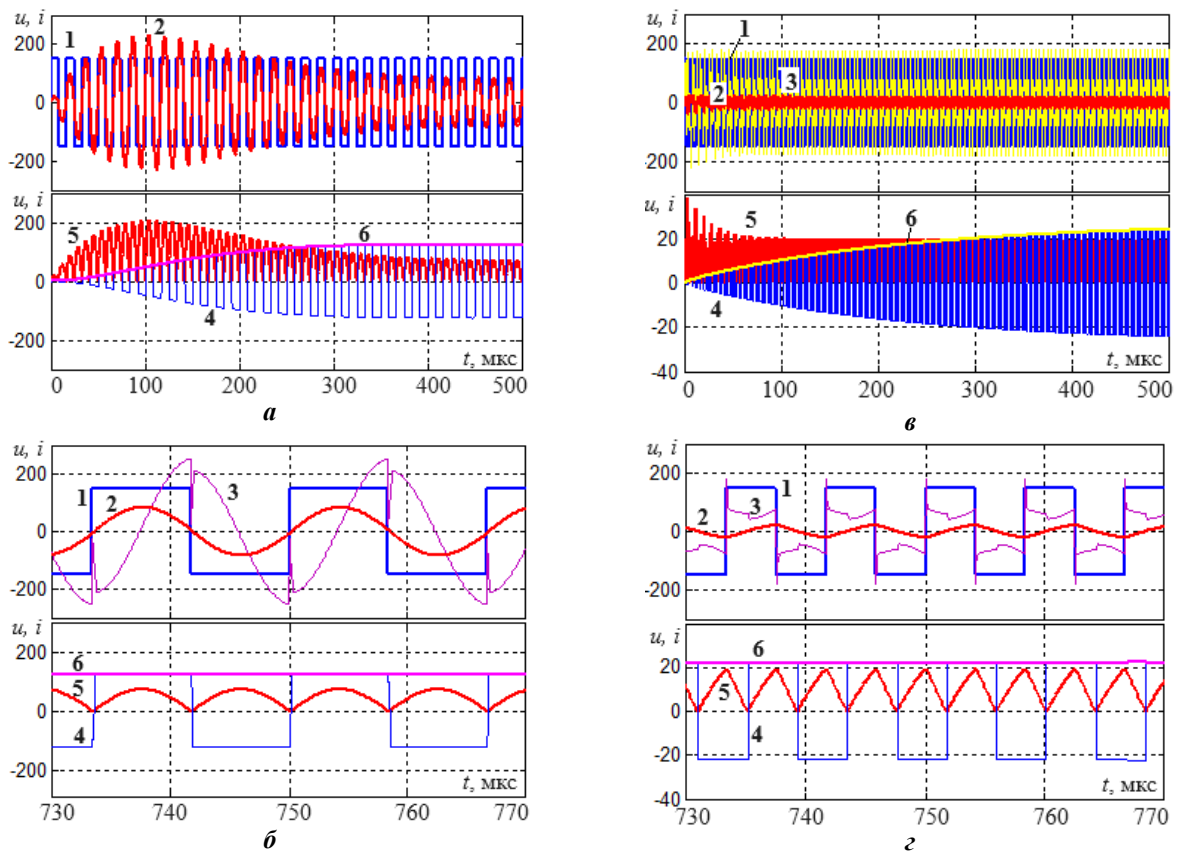


Рис. 5

Регульовальні характеристики РП в модельних експериментах знімалися як квазіусталені значення перехідних процесів на рис. 5, а, в. Вторинні параметри моделі були приведені по первинних параметрах ($K_{tr}=1$) для спрощення визначення коефіцієнту передачі РП K_u . На рис. 5, б, г наведено фрагменти часових діаграм квазіусталених процесів моделі. Значення коефіцієнту передачі визначалося як відношення приведенної вихідної напруги моделі до вихідної амплітуди напруги інвертору $K_u = u_q^*/u_{gm}$ в квазіусталених режимах. Графіки наведені для $R_n=0,25$ Ом ($R_{ac}=27$ Ом): на рис. 5, а–б робоча частота 60 кГц; на рис. 5, в–г робоча частота 120 кГц; графік 1 – напруга інвертору u_g ; графік 2 – струм інвертору i_1 ; графік 3 – напруга на першому резонансному ланцюзі u_{rLC1} ; 4 – вхідна напруга випрямляча u_b^* (символ «*» означає приведені до первинної сторони), 5 – випрямлений струм вторинного контуру i_{bdc}^* ; 6 – вихідна напруга u_q^* . На осях напругу відкладено у Вольтах, струм – у десятих долях Ампер.

Графіки квазіусталених процесів моделі РП на рис. 5, б, г збігаються з осцилограмами лабораторного РП за формою і за амплітудами з точністю не гірше за 10% в еквівалентних робочих режимах, що свідчить про адекватність моделі РП.

Висновки. Розраховано регульовальні характеристики РП з частотним регулюванням методом першої гармоніки і методом суперпозиції, що дало можливість порівняти точність даних методів. Розраховані обома методами характеристики порівнювалися також з даними моделювання. Характеристики РП, розраховані за методом суперпозиції, менше відрізняються від експериментальних, ніж характеристики, що розраховані за методом першої гармоніки в розглянутих діапазонах змін параметрів. Можна припустити, що метод суперпозиції у порівнянні з методом першої гармоніки дає змогу точніше розрахувати статичні характеристики РП в широкому діапазоні регулюючих величин.

Порівняння результатів розрахунків методом суперпозиції з результатами моделювання показало можливість виконання умов методу суперпозиції по лінійності, стаціонарності і незалежності еквівалентних генераторів схеми РП в квазіусталених режимах. Виконання вказаних умов досягається лінеаризацією та уповільненням параметричних змін досліджуваної схеми, а також погодженням фаз незалежних еквівалентних генераторів, яке зводиться до вирішення рівнянь статичних характеристик сумісно з рівняннями погодження. Задачами подальших досліджень залишаються оцінки можливих погрешностей, викликаних припущеннями про лінійність та стаціонарність досліджуваної схеми РП.

Перевагою застосованого аналітично-структурного методу моделювання є, по-перше, можливість створювати модель системи вищого порядку, такої як РП, із відносно простих складових, що притаманно моделюванню взагалі, і, по-друге, будуючи структурну модель РП на основі елементів його математичної моделі, можливість перевірити загальні закономірності теоретичної математичної моделі, що було б складніше реалізувати за допомогою схемної моделі РП.

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

1. 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.
2. 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. *2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 03–07 October 2022. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916434>.
3. Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I. Design procedure of static characteristics of the resonant converters. *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 26–28 August 2021. Pp. 401-406. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575698>.
4. 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>.
5. Leach W.M. On the application of superposition to dependent sources in circuit analysis. *IEEE Transactions on Education*. 1994.
6. Ali Bekir Yildiz. Modified nodal analysis-based determination of transfer functions for multi-inputs multi-outputs linear circuits. *Automatika*. 2010. Vol. 51. No 4. Pp. 353-360. DOI: <https://doi.org/10.1080/00051144.2010.11828391>.
7. Mustafā M. W., Sulaiman M. H. Transmission loss allocation in deregulated power system via superposition and proportional tree methods. *IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, Johor Bahru, Malaysia, 01-03 December 2008. Pp. 988-993. DOI: <https://doi.org/10.1109/PECON.2008.4762619>.

8. Santos I.N., de Oliveira J.C., Macedo J.R. Modified superposition method for assignment of responsibilities on harmonic distortions. 11th International Conference on *Electrical Power Quality and Utilisation*, Lisbon, Portugal, 17–19 October 2011. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPQU.2011.6128814>.
9. Huang S., Ding T., Li F., Yang L. A new calculation method for open-phase fault based on superposition principle. International Conference on *Advanced Power System Automation and Protection*, Beijing, China, 16–20 October 2011. Pp. 1139-1143. DOI: <https://doi.org/10.1109/APAP.2011.6180977>.
10. Wu J., Bie L., Kong W., Gao P., Wang Y. Multi-frequency multi-amplitude superposition modulation method with phase shift optimization for single inverter of wireless power transfer system. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2021. Vol. 68. No 5. Pp. 2271-2279. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSI.2021.3060832>.
11. Pavlov G., Obrubov A., Vinnichenko I. Dynamic model of the resonant converter for influence from the supply side. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2024. No 2. Pp. 42-51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.02.042> (Ukr.).
12. Xie H., He Y., Hang L., Zeng P., Zhan X. Research on improved modeling method of CLLC resonant converter. IEEE International *Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. Guangzhou, Guangdong, China, 04–07 November 2022. Pp. 1642-1648. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC56338.2022.9959125>.
13. Mammano B. Resonant mode converter topologies. *Texas Instruments*. 2001. URL: <https://www.thierry-lequeu.fr/data/SLUP085.pdf> (accessed at 02.04.2024)
14. Kazimierzczuk M., Czarkowski D. Resonant power converters, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc, 2011. 640 p.
15. Erickson B. Resonant power conversion. 2012. Colorado Power Electronics Center, Boulder.
16. Yoo J.-S., Gil Y.-M., Ahn T.-Y. Steady-state analysis and optimal design of an LLC resonant converter considering internal loss resistance. *Energies*. 2022. Vol. 15. Pp. 8144-8152. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15218144>
17. Fredderics A., Kumar K. V., Renius J., Guru R. The FHA analysis of dual-bridge LLC type resonant converter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDES)*. 2014. Vol. 4. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v4i4.6513>.
18. Yang B., Lee F., Zhang A., Huang G. LLC resonant converter for front-end DC/DC conversion. APEC. 17th *annual IEEE applied power electronics Conference and Exposition*, Dallas, USA, 10–14 March 2002. Vol. 2. Pp. 1108-1112. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2002.989382>.
19. Pavlov G., Pokrovskiy M., Vinnichenko I., Vinnichenko D., Zhuk I. Energy parameters of the serial-to-serial resonant converter with pulse-number control for wireless power transfer. *IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 07–11 September 2020. Pp. 296-300. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263195>.
20. Huang J., Zhang X. Step-by-step threshold design methodology of switching frequency regulation for a generalized resonant DC–DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2020. Vol. 67. Pp. 10975-10980. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2959514>.
21. Wang H., Shen T., Wu N., Tang F. A Low-power hiccup-mode short-circuit protection technique for DC-DC boost converter. *Electronics*. 2022. Vol 11. Pp. 870-879. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics11060870>
22. Wan H. High efficiency DC-DC converter for EV battery charger using hybrid resonant and PWM technique: PhD diss. Thesis. Virginia Tech., 2012. 125 p.
23. Wei Y., Luo Q., Mantooth H.A. LLC and CLLC resonant converters based DC transformers (DCXs): characteristics, issues, and solutions. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*. 2021. Vol. 6. No 4. Pp. 332-348. DOI: <https://doi.org/10.24295/CPSSSTPEA.2021.00031>.
24. De Simone S., Adragna C., Spini C., Gattavari G. Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA. International Symposium on *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Taormina, Italy, 23–26 May 2006. Pp. 200-207. DOI: <https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2006.1649771>.
25. De Simone S., Adragna C., Spini C. Design guideline for magnetic integration in LLC resonant converters. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italy, 11–13 June 2008. Pp. 950-957. DOI: <https://doi.org/10.1109/SPEEDHAM.2008.4581225>.
26. Smeets P. First harmonic approximation - power transfer deviation for resonant LLC converters. ZeoN PowerTec. 2014. 8 p. URL: https://www.zeonpowertec.com/uploads/OLxZctXr/zeonpowertec_doc1a.pdf (accessed at 02.04.2024)
27. Bartecka M., Kłos M., Paska J. Effective design methodology of CLLC resonant converter based on the minimal area product of high-frequency transformer. *Energies*. 2024. Vol. 17. No 1. Pp. 55-66. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17010055>.
28. 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>.
29. 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>
30. Hosea M.E., Shampine L.F. Analysis and implementation of TR-BDF2. *Applied Numerical Mathematics*. 1996. Vol. 20. Iss. 1–2. Pp. 21-37. DOI: [https://doi.org/10.1016/0168-9274\(95\)00115-8](https://doi.org/10.1016/0168-9274(95)00115-8).

CALCULATION OF THE RESONANT CONVERTERS CONTROL CHARACTERISTICS BY THE SUPERPOSITION METHOD

G.V. Pavlov, A.V. Obrubov, I.L. Vinnychenko, A.O. Makhnov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

Heroiv Ukrainy Ave., 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine.

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

The work presents the calculations of the control characteristics of the full-bridge resonant converter with a series resonant LLC circuit and frequency control by two methods - the first harmonic method and the superposition method. The theoretical results were verified by the analytical-structural modeling method. The power circuit of the resonant converter for the analysis of electromagnetic processes is replaced by a linear T-shaped circuit with two series resonant RLC-circuits and equivalent generators of rectangular voltages, which simulate a transistor inverter and a diode rectifier in the quasi-continuous current mode. Analytical-structural modeling method consists in partly analytical and partly structural ways of building a numerical model of the resonant converter in the form of the simulation model in the MATLAB-Simulink environment. Linear structural links of the model are created on the basis of integral equations of circles. Non-linear links are created based on the non-linear functions and causal relationships. The structural model based on these links takes into account the nonlinearity of the elements of the power circuit of the resonant converter and is based on simpler mathematical expressions compared to the equivalent mathematical model of the resonant converter. The structural model corresponds to the idea of the resonant converter in the form of the resonant circuit with independent equivalent voltage generators and allows to adjust the magnetic coupling coefficient between the transformer windings and simulate processes with arbitrary control functions of equivalent generators. The peculiarity of the use of the superposition method for calculating the static characteristics of the resonant converter is the need to match the voltage phases of the equivalent generators of the equivalent circuit during the changes of the operating frequency or relative load voltage. The dependence of the input voltage of the rectifier, which is simulated by the second equivalent generator, on the processes of the power circuit of the real resonant converter, determines the conditions for matching (adjusting) the phases of the equivalent generators. References 30, figures 5.

Keywords: analytical-structural modeling, first harmonic method, superposition method, control characteristics, resonant converter.

Надійшла 29.04.2024