

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК-621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.052>

СИМЕТРИЧНІ ІНДУКТИВНО-ЄМНІСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ОДНОФАЗНИМ МОСТОВИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ, АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ ТА ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ

В.М. Губаревич*, канд. техн. наук, **Ю.В. Маруня**** , канд. техн. наук, **В.П. Кабан**, канд. техн. наук, **В.Ю. Матвєєв**, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
E-mail: marunia@ied.org.ua

Досліджено електромагнітні процеси в однофазному мостовому випрямлячі з активним навантаженням та ємнісним фільтром під час живлення його від симетричного індуктивно-ємнісного перетворювача (ІЄП), виконаного за схемою МІ, та проведено порівняння його якісних характеристик з ІЄП за схемою ТІ-ЛСЛ. Встановлено, що схема МІ має кращі показники питомої потужності, проте використання мостової структури ІЄП є недоцільним без поліпшення її електромагнітної сумісності з мережею живлення. Запропоновано способи вдосконалення такого ІЄП. Бібл. 14, рис. 4, таблиця.

Ключові слова: випрямляч, активне навантаження, ємнісний фільтр, індуктивно-ємнісний перетворювач, електромагнітна сумісність.

Індуктивно-ємнісні перетворювачі джерела напруги в джерело струму (ІЄП) займають особливе місце серед аналогічних перетворювачів завдяки низці переваг. Це схемна і конструктивна простота, висока надійність, високий ККД, можливість паралельної роботи блоків ІЄП на різні номінальні струми й потужності та ін. Тому вони набули широкого впровадження в різних галузях народного господарства [1-6]. Як зазначено в роботі [7], найбільш раціонально застосовувати в розробках *G*-, *T*-, *P*- та *M*- подібні структури ІЄП. Серед них *T*-, *P*- та *M*-подібні структури є симетричними, бо мають однакову конфігурацію відносно мережі живлення та навантаження. Елементами цих схем за активного навантаження ІЄП тече струм синусоїдної форми, і оптимізація реактивних потужностей елементів проводиться за алгоритмом, наведеним у роботі [7]. Вибір встановленої реактивної потужності елементів виконується з врахуванням параболічного характеру зміни залежностей абсолютних (*Q*) та питомих (*q*) потужностей від відносного опору навантаження (*X*₂). Позначки, наведені в дужках, будуть розшифровані далі.

У роботі [8] проводилось порівняння схем *TI-LC* та симетричного *TI-LCL* (згідно з класифікацією, наведеною у роботі [7]) при їхній роботі на випрямляч з ємнісним фільтром та активним навантаженням (*B C_φ R_n*). Дослідження виявило одну особливість, яка полягає в тому, що абсолютні потужності реактивних елементів мають лінійну залежність від опору навантаження (*X*₂), тому абсолютне значення встановленої потужності однозначно визначається за величиною відносного опору, яка припадає на мінімум питомих потужностей, що мають параболічний характер. Порівняння показало, що симетричний *TI-LCL* має кращі якісні характеристики. Це менші значення питомої потужності реакторів та кращі показники електромагнітної сумісності (ЕМС), основними з яких є *THD_I* та *cos φ* [9]. Дослідження мостового ІЄП, виконаного за схемою *MI*, при його роботі на *B C_φ R_n* не проводилось. Тому метою цієї роботи є визначення якісних характеристик у системі «однофазний мостовий індуктивно-ємнісний перетворювач джерела напруги в джерело струму – мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром» та порівняння якісних характеристик з ІЄП, виконаного за схемою *TI-LCL*.



На рис. 1 наведено схему випрямляча, на вході якого включений симетричний ІСП за схемою *M1*. Для отримання якісних характеристик і дослідження електромагнітних процесів схеми було проведено ряд експериментів із застосуванням одного з методів математичної теорії планування експерименту [10, 11], а саме ортогонального плану другого порядку, який дає достатню адекватність моделі об'єкта дослідження.

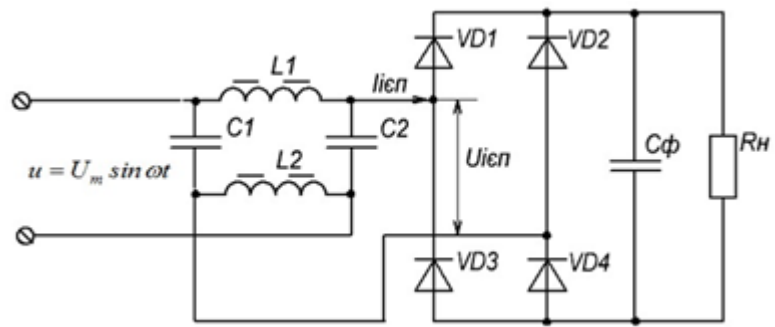


Рис. 1

Функціями цілі $Y_N \in THDi, \cos\varphi$, абсолютні Q та питомі q потужності $Q_{L\Sigma}, q_{L\Sigma}, Q_{C\Sigma}, q_{C\Sigma}$ реакторів $L1, L2$ та конденсаторів $C1, C2$, де $q_{L\Sigma} = q_{L1} + q_{L2} = 2I_L^2 x_L / I_{IEП} \cdot U_{IEП} = Q_{L\Sigma} / S_{HIEП}$, $q_{C\Sigma} = q_{C1} + q_{C2} = 2I_C U_C / I_{IEП} \cdot U_{IEП} = Q_{C\Sigma} / S_{HIEП}$, $S_{HIEП} = I_{IEП} \cdot U_{IEП}$; $I_L, I_C, I_{IEП}, U_L, U_C, U_{IEП}$ – діючі значення струмів та відповідно напруг ІСП; $S_{HIEП}$ – повна потужність на виході ІСП [12].

За фактори, що варіюються, обрано: X_1 – відношення ємності C_ϕ конденсатора фільтра до ємності $C1=C2=C$ конденсаторів ІСП та X_2 – відношення опору навантаження R_H до опору реактора ІСП $x_L = \omega L$, (де $L1=L2=L$). Експеримент проводився за схемою, зображеною на рис. 1, з наступними параметрами: напруга живлення 230 В, частота напруги 50 Гц, потужність навантаження, як і в [8], варіювалась від 0,3 до 1,2 кВт. ІСП виконано за схемою *M1* з індуктивністю реакторів $L=184$ мГн і ємністю конденсаторів $C=50$ мкФ. Струм і напруга на вході та виході випрямляча реєструвалися та вимірювалися приладом *CA PowerQualityAnalyzer*. Результати вимірювань та обчислень наведено у таблиці.

| N | x_i | | | | | | Y_N | | | | | | |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|------------|---------------|---------------|---------------|------------|---------------|---------------|
| | x_0 | x_1 | x_2 | x'_3 | x'_4 | $x_1 \cdot x_2$ | $THDi, \%$ | $\cos\varphi$ | $Q_{L\Sigma}$ | $Q_{C\Sigma}$ | $S_{HIEП}$ | $q_{L\Sigma}$ | $q_{C\Sigma}$ |
| 1 | +1 | -1 | -1 | 1/3 | 1/3 | +1 | 69 | 0,748 | 333,96 | 693,6 | 243,2 | 1,373 | 2,852 |
| 2 | +1 | +1 | -1 | 1/3 | 1/3 | -1 | 67 | 0,754 | 333,96 | 693,6 | 243,2 | 1,373 | 2,852 |
| 3 | +1 | -1 | +1 | 1/3 | 1/3 | -1 | 42,2 | 0,866 | 1712,88 | 1288 | 1131,6 | 1,514 | 1,138 |
| 4 | +1 | +1 | +1 | 1/3 | 1/3 | +1 | 41,8 | 0,867 | 1757,66 | 1316 | 1131,6 | 1,553 | 1,163 |
| 5 | +1 | -1 | 0 | 1/3 | -2/3 | 0 | 48,1 | 0,839 | 932,06 | 912 | 720 | 1,295 | 1,267 |
| 6 | +1 | +1 | 0 | 1/3 | -2/3 | 0 | 47,3 | 0,843 | 932,06 | 912 | 728 | 1,280 | 1,253 |
| 7 | +1 | 0 | -1 | -2/3 | 1/3 | 0 | 69,3 | 0,747 | 333,96 | 693,6 | 243,2 | 1,373 | 2,852 |
| 8 | +1 | 0 | +1 | -2/3 | 1/3 | 0 | 42 | 0,868 | 1757,66 | 1353,6 | 1148 | 1,531 | 1,179 |
| 9 | +1 | 0 | 0 | -2/3 | -2/3 | 0 | 48,5 | 0,839 | 925,5 | 936 | 720 | 1,285 | 1,30 |

За попередніми дослідженнями [13-14] за основу були прийняті значення для діапазонів змін факторів X_1 та X_2 . Перший фактор X_1 змінювався в діапазоні від $X_{1min}=9$ до $X_{1max}=18$ за рахунок зміни ємності конденсатора C_ϕ від 450 мкФ до 900 мкФ (основний рівень 675 мкФ, інтервал варіювання 225 мкФ). У другому факторі X_2 змінювався опір навантаження від 24 до 110 Ом, (основний рівень 67 Ом, інтервал варіювання 43 Ом). Водночас $X_{2min}=0,415$, а $X_{2max}=1,87$.

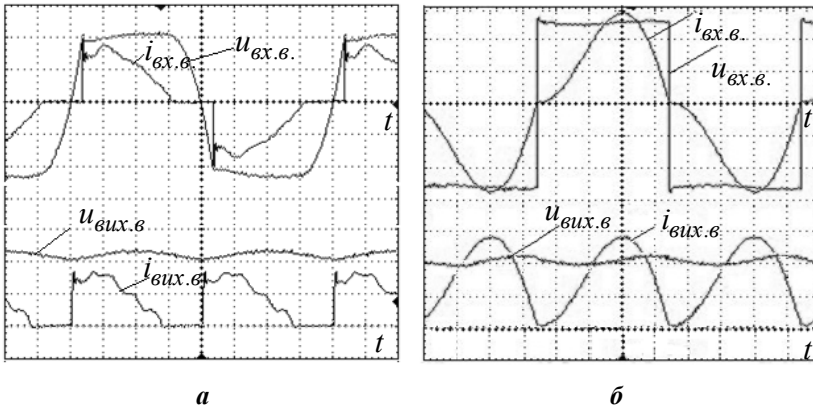


Рис. 2

Як приклад для дослідження № 9 (див. табл.) наведено осцилограми струмів та напруг на вході та виході випрямляча, що живиться від ІСП за схемою *MI* (рис. 2 а), а також для порівняння такі самі струми і напруги для випадку, коли використовується симетричний ІСП, але за схемою *TI-LCL* (рис. 2 б). Характер струмів для симетричних ІСП за схемою *MI*

має перервний вигляд, в той час схема *TI-LCL* має майже синусоїдну форму струму.

Після кодування факторів з урахуванням обраних інтервалів варіювання було проведено експерименти з ортогонального плану другого порядку. Матрицю планування кодovаних значень факторів наведено у таблиці (розділ x_i , в якому $x'_3 = x_1^2 - 2/3$ та $x'_4 = x_2^2 - 2/3$). На підставі реалізованого ортогонального плану другого порядку було визначено коефіцієнти поліномів b_i за формулою

$$b_i = \left(\sum_{N=1}^9 x_{iN} Y_N \right) \left(\sum_{N=1}^9 x_{iN}^2 \right)^{-1}$$

і отримано наступні поліноми:

$$\hat{Q}_{LS} = 933,38 + 7,46x_1 + 704,38x_2 - 5,28x_1^2 + 108,48x_2^2 + 11,18x_1x_2, \quad (1)$$

$$\hat{Q}_{CS} = 936,8 + 4,66x_1 + 312,8x_2 - 25,2x_1^2 + 86,4x_2^2 + 7x_1x_2, \quad (2)$$

$$\hat{S}_{HI\text{СП}} = 725,42 + 1,33x_1 + 446,93x_2 - 4,13x_1^2 - 32,53x_2^2, \quad (3)$$

$$\hat{q}_{LS} = 1,286 + 4,4 \cdot 10^{-3} x_1 + 7,96 \cdot 10^{-2} x_2 + 1 \cdot 10^{-3} x_1^2 + 0,167x_2^2 + 1 \cdot 10^{-2} x_1x_2, \quad (4)$$

$$\hat{q}_{CS} = 1,289 + 3,34 \cdot 10^{-3} x_1 - 0,85x_2 - 2,34 \cdot 10^{-2} x_1^2 + 0,736x_2^2 + 5 \cdot 10^{-3} x_1x_2, \quad (5)$$

$$\cos \phi = 0,839 + 1,83 \cdot 10^{-3} x_1 + 5,87 \cdot 10^{-2} x_2 + 1,5 \cdot 10^{-3} x_1^2 - 3,2 \cdot 10^{-2} x_2^2 - 1,25 \cdot 10^{-3} x_1x_2. \quad (6)$$

Отримані експериментально значення Q_{LS} , q_{LS} , Q_{CS} , q_{CS} , $S_{HI\text{СП}}$, $\cos \phi$ відрізняються від значень \hat{Q}_{LS} , \hat{q}_{LS} , \hat{Q}_{CS} , \hat{q}_{CS} , $\hat{S}_{HI\text{СП}}$, $\hat{\cos \phi}$, які розраховано за поліномами (1-6), не більше як на 5 %.

Для зручності використання отриманих коефіцієнтів перетворення випрямляча доцільно перейти від кодованих значень факторів до їх натуральних значень за формулою $x_i = (X_i - X_{icp}) / (X_{imax} - X_{icp})$, де $X_{icp} = (X_{imax} + X_{imin}) / 2$, X_{icp} – основний рівень незалежної змінної X_i .

Після перетворення поліномів (1-6) маємо:

$$\hat{Q}_{CS} = 450,72 + 32,16X_1 + 28,18X_2 - 1,24X_1^2 + 163,26X_2^2 + 2,14X_1X_2, \quad (7)$$

$$\hat{Q}_{LS} = 77,34 + 4,8X_1 + 453,9X_2 - 0,26X_1^2 + 204,98X_2^2 + 3,42X_1X_2, \quad (8)$$

$$\hat{S}_{HI\text{СП}} = -97,8 + 5,8X_1 + 754,75X_2 - 0,204X_1^2 - 61,47X_2^2, \quad (9)$$

$$\hat{q}_{LS} = 1,616 - 3,84 \cdot 10^{-3} X_1 - 0,652X_2 + 4,92 \cdot 10^{-5} X_1^2 + 0,316X_2^2 + 3,06 \cdot 10^{-3} X_1X_2, \quad (10)$$

$$\hat{q}_{CS} = 4,244 + 3,02 \cdot 10^{-2} X_1 - 4,36X_2 - 1,156 \cdot 10^{-3} X_1^2 + 1,392X_2^2 + 1,528 \cdot 10^{-3} X_1X_2, \quad (11)$$

$$\hat{\cos \phi} = 0,617 - 1,15 \cdot 10^{-3} X_1 + 0,22X_2 + 7,4 \cdot 10^{-5} X_1^2 - 0,06X_2^2 - 3,82 \cdot 10^{-4} X_1X_2, \quad (12)$$

На рис. 3 наведено графіки залежності \hat{Q}_{CS} , \hat{Q}_{LS} , \hat{Q}_C і $\hat{S}_{НІЄП}$ від фактора X_2 за постійного значення фактора $X_1 = 18$ ІЄП за схемами $M1$ та $T1-LCL$. На рис. 3 можна побачити, що всі значення потужностей повільно зростають за умови збільшення фактора навантаження X_2 , тому для отримання значень X_2 , за яких будуть розраховуватись оптимальні абсолютні значення реактивних елементів, перейдемо до визначення мінімумів залежностей питомих потужностей \hat{q}_{CS} , \hat{q}_{LS} , що мають параболічний характер відносно зміни опору X_2 .

На рис. 4 наведено графічні залежності питомих потужностей \hat{q}_{CS} , \hat{q}_{LS} схеми $M1$, які розраховані за поліномами (10-11) за постійного значення фактора $X_1 = 18$. Для схеми $T1-LCL$ графічні залежності питомих потужностей \hat{q}_{LS} , \hat{q}_C було запозичено з роботи [13], також за постійного значення фактора $X_1 = 18$. У поліномах (10-11) значення коефіцієнтів при факторі X_1 майже на порядок менші за значення коефіцієнтів при факторі X_2 , тому було визначено значення питомих потужностей \hat{q}_{CS} , \hat{q}_{LS} та \hat{q}_C при одному постійному значенні фактора $X_1 = 18$.

У ході досліджень було визначено похідні від фактора X_2 у поліномах (10-11) за постійних значень фактора $X_1 = 18$, які вказують на те, що мінімум є у функціях \hat{q}_{CS} , \hat{q}_{LS} і \hat{q}_C . Це підтверджують графіки, наведені на рис. 4. Для порівняння схем $M1$ та $T1-LCL$ було визначено для схеми $M1$ похідні функцій \hat{q}_{LS} , \hat{q}_{CS} і значення фактора X_2 , за яких ці функції мають мінімум для конденсаторів $\hat{q}_{CS} = 1,04$ за $X_2 = 1,56$ і для реакторів $\hat{q}_{LS} = 1,28$ за $X_2 = 0,95$. Для схеми $M1$ з рис. 4 видно, що функція \hat{q}_{LS} змінюється в малому діапазоні (1,28...1,52 в.о.), тому її значення обираємо орієнтуючись на мінімум функції \hat{q}_{CS} , що змінюється в значно широкому діапазоні відносних одиниць. Цей мінімум складає $\hat{q}_{CS} = 1,04$ і для \hat{q}_{LS} визначаємо 1,39 в.о (при значеннях факторів $X_2 = 1,56$ і $X_1 = 18$).

Таким чином, у схемі $M1$ сума питомих потужностей конденсаторів $C1$, $C2$ дорівнює $\hat{q}_{CS} = 1,04$, що на 0,79 в.о. менше, ніж у ІЄП $T1-LCL$, і має потужність реакторів $\hat{q}_{LS} = 1,39$, що на 0,12 в.о. менша у порівнянні зі схемою $T1-LCL$, де $\hat{q}_{LS} = 1,51$ в.о.

Схема $M1$ за питомими потужностями реактивних елементів має найкращі показники цих параметрів, проте такі переваги нівелюються в зв'язку зі значно гіршим коефіцієнтом потужності схеми $\cos \phi = 0,748 \dots 0,839$ та абсолютно недопустимим значенням $THD_I > 40\%$ (див. табл.). Однак для вирішення цієї проблеми на практиці авторами пропонуються такі способи вдосконалення схеми. З метою покращення електромагнітної сумісності з мережею живлення достатнім є введення поздовжньої додаткової індуктивності, співрозмірної з L ІЄП, між виходом ІЄП та входом мостового випрямляча для отримання значення $THD_I < 7\%$, а

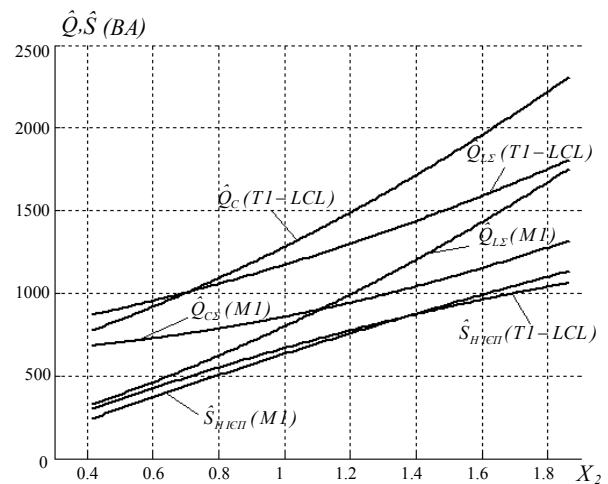


Рис. 3

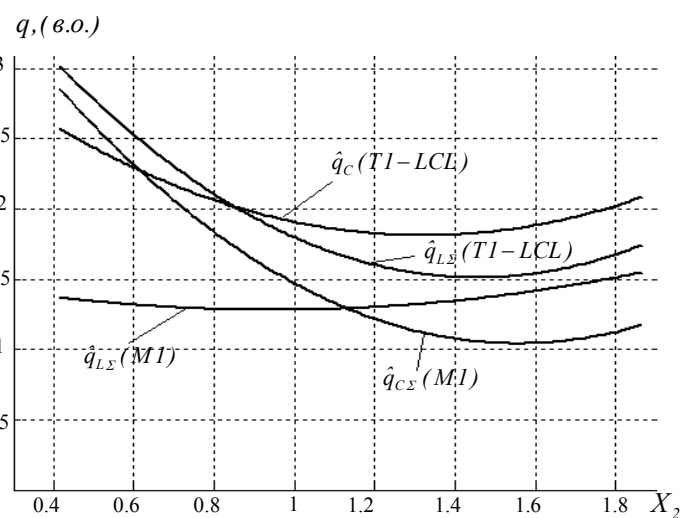


Рис. 4

нерезонансний режим настройки ІСП за схемою $M1$, при якому $C=100$ мкФ, дозволяє отримати коефіцієнт потужності схеми до 0,97. Наведені результати отримано шляхом імітаційного моделювання в програмному середовищі *MicroCap-2010*, адекватність розробленої моделі була раніше підтверджена численними натурними експериментами.

Висновок. Мостовий ІСП, виконаний за схемою $M1$, за умови його роботи на випрямляч з ємнісним фільтром та активним навантаженням, має кращі показники питомої потужності порівняно з ІСП за схемою $T1-LCL$. Проте встановлено, що ІСП мостової структури має значно гірші показники електромагнітної сумісності з мережею живлення. У роботі запропоновано та приведено приклад способів вдосконалення ІСП за схемою $M1$, що підтверджує можливість покращення його електромагнітної сумісності з мережею живлення.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Аналіз, синтез та розвиток принципів побудови гібридних фільтрів гармонік струму як універсальних засобів покращення електромагнітної сумісності пристроїв перетворювальної техніки з мережею живлення» (шифр «Гібрид»), КПКВК 6541030.

1. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. К.: Наукова думка, 1974. 216 с.
2. Саратовский Р.Н. Источник неизменного тока для питания установок индукционного нагрева *Техн. електродинаміка*. 2009. № 4. С. 12–15.
3. Коротынский А.Е., Махлин Н.М., Полосков С.И. Использование индуктивно-емкостных преобразователей в многопостовых сварочных системах. *Тяжелое машиностроение*. 2009. № 7. С. 31–34.
4. Konesev S.G., Kirillov R.V., Khazieva R.T. Inductive-capacitive converters for high-voltage secondary power supplies. IEEE International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934018>
5. Дозоров С.А. Исследование и разработка индуктивно-емкостных источников питания: автореф. дис. канд. техн. наук: спец. 05.09.03 “Электротехнические комплексы и системы”. Санкт-Петербург, 2013. 18 с.
6. Michael L. G. Kissin; Chang-Yu Huang; Grant A. Covic; John T. Boys. Detection of the tuned point of a fixed-frequency LCL resonant power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009. 24(4):1140–1143. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2011641>
7. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей. К.: Наукова думка, 1981. 173 с.
8. Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В. Якісні характеристики однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром при живленні від джерела струму. *Техн. електродинаміка*. 2020. № 2. С. 23–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.02.023>
9. ДСТУ ІЕС 61000-3-2:2016. Електромагнітна сумісність. Частина 3-2. Норми. Норми на емісію гармонік струму (для сили вхідного струму обладнання не більше ніж 16 А на фазу) (ІЕС 61000-3-2:2014, IDT)
10. Пинчук С.И. Организация эксперимента при моделировании и оптимизации технических систем. Днепропетровск: Дива, 2008. 248 с.
11. Резников С., Бочаров В., Коняхин С., Гуленков Н. Моделирование индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) с выпрямительно-емкостной нагрузкой. *Силовая электроника*. 2010. № 3. С. 48–53.
12. Демирчан К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники. Т. 1. СПб.: Изд-во Питер, 2006. 464 с.
13. Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. Оптимізація індуктивно-ємнісного перетворювача з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 6. С. 25–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.06.025>
14. Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. Визначення коефіцієнтів перетворення струмопараметричного мостового однофазного випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 5. С. 43–48. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.05.043>

SYMMETRIC INDUCTIVE-CAPACITIVE CONVERTERS WITH SINGLE-PHASE BRIDGE RECTIFIER, ACTIVE LOADS AND CAPACITARY FILTER

V.M. Gubarevich, Yu.V. Marunia, V.P. Kaban, V.Yu. Matveev

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: marunia@ied.org.ua

The electromagnetic processes in a single-phase bridge rectifier with an active load and a capacitive filter during its power supply from a symmetrical inductive-capacitive converter (ICC) made according to the $M1$ scheme were studied,

and a comparison of its quality characteristics with the ICC according to the TI-LCL scheme was carried out. It was established that the MI scheme has better specific power indicators, however, the use of the ICC bridge structure is impractical without improving its electromagnetic compatibility with the power supply network. Methods of perfecting such an ICC are proposed. Ref. 14, fig. 4, table.

Keywords: rectifier, active load, capacitive filter, inductive-capacitive converter, electromagnetic compatibility.

1. Milyakh A.N., Volkov I.V. AC systems based on inductive-capacitive converters. Kyiv: Naukova dumka, 1974. 216 p. (Rus)
2. Saratovsky R.N. Constant current source for power supply of induction heating installations. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2009. No 4. Pp. 12–15. (Rus)
3. Korotynsky A.E., Makhlin N.M., Poloskov S.I. Use of inductive-capacitive converters in multi-station welding systems. *Tiazheloe mashinostroenie*. 2009. No 7. Pp. 31–34. (Rus)
4. Konesev S.G., Kirillov R.V., Khazieva R.T. Inductive-capacitive converters for high-voltage secondary power supplies. 2019 IEEE International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934018>
5. Dozorov S.A. Research and development of inductive-capacitive power sources: autoref. thesis Ph.D. technical Sciences: specialist 05.09.03 Electrotechnical complexes and systems. St. Petersburg, 2013. 18 p. (Rus)
6. Michael L. G. Kissin; Chang-Yu Huang; Grant A. Covic; John T. Boys. Detection of the tuned point of a fixed-frequency LCL resonant power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009. 24(4):1140–1143. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2011641>
7. Volkov I.V., Gubarevich V.N., Isakov V.N., Kaban V.P. Principles of construction and optimization of circuits of inductive-capacitive converters. Kyiv: Naukova dumka, 1981. 173 p. (Rus)
8. Spirin V.M., Gubarevich V.M., Marunia Yu.V., Salko S.V. Quality characteristics of single-phase bridge rectifier with active load and capacitive filter for power from the current source. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 2. Pp. 23–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.023> (Ukr)
9. DSTU IEC 61000-3-2: 2016. Electromagnetic compatibility. Part 3-2. Norms. Current harmonic emission standards (for equipment input current not more than 16 A per phase) (IEC 61000-3-2: 2014, IDT). (Ukr)
10. Pinchuk S.I. Organization of an experiment in modeling and optimization of technical systems. Dnepropetrovsk: Diva, 2008. 248 p. (Rus)
11. Reznikov S., Bocharov V., Konyakhin S., Gurenkov N. Modeling of inductive-capacitive converters (IEP) with rectifier-capacitive load. *Silovaia elektronika*. 2010. No 3. Pp. 48–53. (Rus)
12. Demirchan K.S., Neumann L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. Theoretical foundations of electrical engineering. Vol. 1. Sanct Peterburg: Izd-vo Piter, 2006. 464 p. (Rus)
13. Spirin V.M., Gubarevich V.M., Marunia Yu.V., Salko S.V., Grebenyuk V.G. Optimization of inductive-capacital converter with bridge one-phase rectifier, capacitive filter and parallel active load. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 25–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.025>. (Ukr)
14. Spirin V.M., Gubarevich V.M., Marunia Yu.V., Salko S.V., Grebenyuk V.G. Determination of the coefficient of the transformation of a current parameter bridge of a single-phase rectifier with parallel active-capacitive load. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 25–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.043>. (Ukr)

Надійшла: 28.06.2022

Прийнята: 14.07.2022

Submitted: 28.06.2022

Accepted: 14.07.2022