

УДК 621.314

doi:10.20998/2413-4295.2021.01.03

ВПЛИВ ВЕЛИЧИНИ ВХІДНОЇ ІНДУКТИВНОСТІ НА ЯКІСНІ ПОКАЗНИКИ РОБОТИ АКТИВНОГО КЕРОВАНОВОГО ВИПРЯМЛЯЧА

Д. С. КРИЛОВ*, О. І. ХОЛОД

кафедра промислової і біомедичної електроніки, НТУ «ХПІ», Харків, УКРАЇНА

*e-mail: denis.krylov@khp.edu.ua

АНОТАЦІЯ Основна частина електроенергії використовується промисловими установками в перетвореному вигляді, тому застосування напівпровідникових перетворювачів стрімко зростає. Світова тенденція енергозбереження підвищує вимоги до якості роботи напівпровідникових перетворювачів, їхнього впливу на мережу живлення, навантаження і суміжних споживачів. Одним із найбільш популярних перетворювачів у сегменті приводів малої і середньої потужності є частотний перетворювач, виконаний на основі схеми трифазного автономного інвертора напруги. Істотним недоліком таких перетворювачів є використання діодного випрямляча на вході схеми, що має два такі недоліки - неможливість рекуперації електроенергії в мережу живлення у режимі динамічного гальмування асинхронного двигуна та суттєве спотворення форми струму мережі. Усунути ці недоліки можна, використовуючи замість діодного випрямляча активний випрямляч, що забезпечує синусоїдальну форму струму мережі в фазі з напругою мережі живлення і можливість двонаправленого обміну енергією з навантаженням. Ефективність роботи активного випрямляча-джерела напруги визначається обраним алгоритмом керування ключами схеми і коректним завданням величини індуктивності вхідного дроселя. Створено математичну модель трифазного активного випрямляча-джерела напруги, що працює з фіксованою частотою модуляції при векторному алгоритмі побудови системи керування і аналіз впливу величини вхідної індуктивності на якісні показники його роботи. З результатів моделювання стало очевидно, що запропонована структура системи керування забезпечує стійку роботу перетворювача і допустиму стандартами електромагнітну сумісність з мережею живлення при фіксованій частоті модуляції; запропонований алгоритм розрахунку величини вхідних індуктивностей дозволяє коректно вибрати їх допустиме значення, а отримані при моделюванні залежності дозволяють найбільш точно визначити значення вхідних індуктивностей по допустимому рівню спотворень струму мережі і напруги живлення.

Ключові слова: активний випрямляч; широтно-імпульсна модуляція; векторна система керування; вхідна індуктивність; MatLab-модель; коефіцієнт гармонійних спотворень; електромагнітна сумісність

THE INFLUENCE OF THE INPUT INDUCTANCE ON THE QUALITATIVE INDICATORS OF ACTIVE CONTROLLED RECTIFIER

D. KRYLOV, O. KHOLOD

Department of industrial and biomedical electronics, NTU "KPI", Kharkiv, UKRAINE

ABSTRACT The main part of electricity is used by industrial plants in a converted form and the use of semiconductor converters is growing rapidly. The requirements for the quality of semiconductor converters are increased. And their impact on the power supply, load and related consumers is increased too. One of the most popular converters in the segment of low and medium power drives is a frequency converter made on the basis of a three-phase stand-alone voltage inverter. A significant disadvantage of such converters is the use of a diode rectifier at the input of the circuit, which has disadvantages as the inability to recover electricity to the mains in the mode of dynamic braking of an induction motor and significant distortions of the mains current. These disadvantages can be eliminated by using an active rectifier instead of a diode rectifier, which provides a sinusoidal shape of the mains current in phase with the mains voltage and the possibility of bidirectional energy exchange with the load. The efficiency of the active rectifier-voltage source is determined by the selected control algorithm of the circuit switches and the correct task of the inductance of the input choke. A mathematical model of a three-phase active rectifier-voltage source, working with a fixed modulation frequency with a vector algorithm for building a control system and analysis of the influence of the input inductance on the quality of its work was created. From the simulation results it became obvious that the proposed structure of the control system provides stable operation of the converter and acceptable standards for electromagnetic compatibility with the mains at a fixed modulation frequency; the proposed algorithm for calculating the value of the input inductances allows you to correctly select their allowable value, and obtained in the simulation of the dependence allows you to most accurately determine the value of the input inductances on the allowable level of distortion of mains current and supply voltage.

Keywords: active rectifier; pulse width modulation; vector control system; input inductance; MatLab model; coefficient of harmonic distortions; electromagnetic compatibility

Вступ

Все більша частина електроенергії використовується промисловими установками в перетвореному вигляді й застосування

напівпровідникових перетворювачів для отримання заданих параметрів навантаження стрімко зростає. Через актуальність енергозбереження підвищуються вимоги до якості роботи напівпровідникових перетворювачів, їхнього впливу на мережу живлення,

навантаження та суміжних споживачів [1]. Одним із найбільш популярних перетворювачів у сегменті приводів малої та середньої потужності є частотний перетворювач, виконаний на основі схеми трифазного автономного інвертора напруги (АІН) [2,3]. Він призначений, перш за все, для живлення асинхронних електродвигунів (АД) від промислової мережі 380 V, і забезпечує необхідні динамічні й економічні показники. Істотним недоліком таких перетворювачів є використання діодного випрямляча на вході схеми. Він забезпечує створення проміжного ланцюга постійної напруги на вході АІН. Діодні випрямлячі прості та надійні, проте володіють двома суттєвими недоліками - неможливістю рекуперації електроенергії у мережу живлення в режимі динамічного гальмування АД та істотними спотвореннями форми струму мережі [4,5]. Усунути ці недоліки можна, використовуючи замість діодного випрямляча активний випрямляч, виконаний за схемою джерела напруги (АВДН) [6]. Він представляє собою мостову схему на транзисторних ключах знакозмінного струму, що, за рахунок взаємодії вхідної, вихідної напруги і напруги самоіндукції дроселя мережі за алгоритмом (що задається обраною топологією системи керування), забезпечує синусоїдальну форму струму мережі в фазі з напругою мережі живлення і можливість двонаправленого обміну енергією з навантаженням [7].

Мета роботи

Ефективність роботи АВДН визначається обраним алгоритмом керування ключами схеми і коректним завданням величини індуктивності вхідного дроселя. Систему керування такою схемою можна побудувати із використанням параметричного або векторного алгоритмів розрахунку при фіксованій або змінній частоті модуляції [8,9].

Метою роботи є створення математичної моделі трифазного активного випрямляча – джерела напруги, що працює з фіксованою частотою модуляції при векторному алгоритмі побудови системи керування і аналіз впливу величини вхідної індуктивності на якісні показники його роботи.

Виклад основного матеріалу

На рис. 1 наведена структура перетворювача із використанням трифазного активного випрямляча – джерела напруги.

Структура містить: джерело трифазної змінної

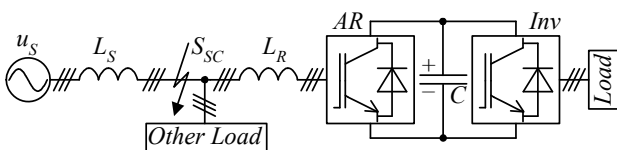


Рис. 1 – Структурна схема перетворювача з АВДН

напруги u_s ; еквівалентну індуктивність мережі живлення L_s , що характеризує потужність короткого замикання джерела в точці підключення перетворювача та інших навантажень SSC ; вхідні реактори АВДН L_R ; активний випрямляч AR , виконаний за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму; конденсатор C в проміжному ланцюзі постійного струму; трифазний мостовий автономний інвертор напруги (АІН) Inv , також виконаний за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму і навантажений на трифазне навантаження $Load$, що є еквівалентом асинхронної машини.

Розглянемо докладніше структуру системи керування досліджуваного АВДН, запропоновану авторами [10], що наведена на рис. 2. Вона заснована на представленні струмів і напруг мережі живлення у вигляді узагальнених векторів у просторовій системі координат pqr і складається з блоків 1–17, взаємодіючих між собою за наступним алгоритмом:

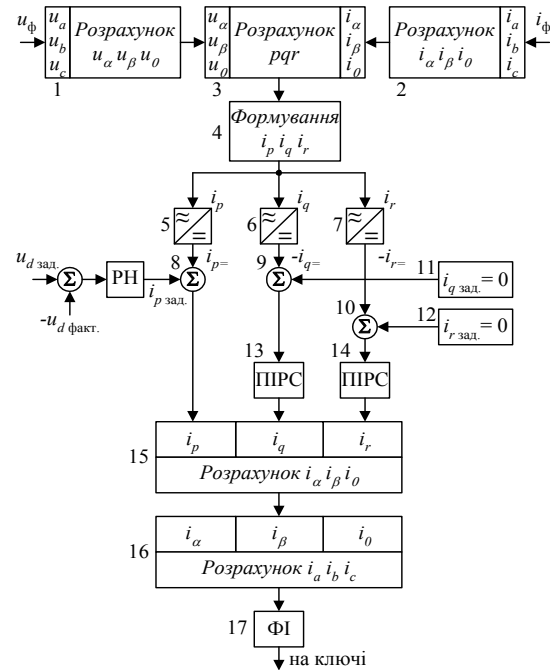


Рис. 2 – Система керування АВДН

Фазні напруги u_ϕ (u_a, u_b, u_c) подаються на блок 1, у якому за допомогою матриці (6) [10] перераховується I_3 нерухомої просторової трифазної системи abc у нерухому просторову систему $\alpha\beta 0$. Те саме відбувається у блоці 2 із фазним струмом. У блоці 3 напруги й струми із нерухомої просторової системи $\alpha\beta 0$ перетворюються в обертову просторову систему pqr за допомогою матриці перетворення (10) [10]. Для використання матриці (10) [10] необхідно розрахувати модуль вектора напруги в системі $\alpha\beta 0$ ($U_{\alpha\beta 0}$) за виразом (8) й модуль проєкції вектора напруги на площину $\alpha\beta$ ($U_{\alpha\beta}$) за виразом (9) [10]. Сигнал завдання струму фази формується в блоці 4 й розподіляється на i_p, i_q, i_r . Блоки 5, 6 й 7 відслідують

змінну складову цих струмів, залишаючи лише постійну. Далі, за допомогою суматорів 8, 9 та 10 постійні складові цих струмів порівнюються з заданим значенням струмів фази, формуючи сигнали відхилення між фактичними і заданими струмами фази ($i_{pзад}$, $i_{qзад}$, $i_{rзад}$). Задані сигнали містяться у блоках 11, 12 й дорівнюють нулю. Блоки 13 й 14 містять пропорційно-інтегральні регулятори струму (ПІРС). У блоці 15 струми за допомогою матриці (13) [10] перетворюються із просторової обертової системи pqr у нерухому просторову систему $\alpha\beta 0$. Для використання матриці (13) [10] необхідно розрахувати значення кутів θ_1 і θ_2 за виразами (11) та (12) [10] відповідно. У блоці 16 за допомогою матриці (14) [10] сигнал перетворюється з системи $\alpha\beta 0$ у нерухому просторову трифазну систему abc й подаються на блок 17 формування імпульсів ФІ, що побудований за принципом *PWM* генератора з фіксованою частотою модуляції, а далі надходить на ключі АВН [10].

При роботі трифазної схеми АВДН з фіксованою частотою модуляції основна гармоніка фазного струму на його вході визначається амплітудою і фазою основної гармоніки напруги, що формується у фазах вхідного ланцюга схеми. При цьому швидкість зміни миттєвого струму мережі визначається її індуктивністю і суперпозицією миттєвої фазної напруги джерела живлення на інтервалі модуляції з напругою ланки постійного струму на виході схеми. У цьому випадку відхилення миттєвого струму фази від синусоїдального сигналу завдання буде різним за період роботи схеми. Тому для заданих значень напруги джерела живлення і середньої вихідної напруги АВДН коректний вибір величини вхідного реактора схеми буде у значній мірі визначати якісні показники її роботи.

Стійка робота перетворювача може бути забезпечена у широкому діапазоні величин вхідної індуктивності. Найбільше її значення може бути визначено максимальним діючим значенням вхідного струму фази схеми як

$$L_{\max} = \frac{U_{L(1)}}{2\pi f_0 I_{\max}}, \quad (1)$$

де f_0 – частота напруги живлячої мережі; $U_{L(1)}$ – діюче значення першої гармоніки напруги на вхідній індуктивності. Воно, із умови роботи вхідного ланцюга схеми [12], може бути визначено за виразом

$$U_{L(1)} = \sqrt{U_{V(1)}^2 - U_f^2}, \quad (2)$$

де U_f – діюче значення фазної напруги джерела живлення; $U_{V(1)}$ – діюче значення першої гармоніки фазної напруги на вході схеми.

Відомо [10], що напруга на вході трифазного АВДН формується з ділянок напруги ланки постійного струму, яке, в разі використання синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції, має бути мінімум на 15% більше амплітуди лінійної

напруги джерела живлення. Виходячи з цього, можна прийняти, що $U_{V(1)} = 1,15U_f$ і, підставивши (2) в (1)

для мережі живлення з $f_0 = 50$ Hz отримати

$$L_{\max} = \frac{U_f \sqrt{1,15^2 - 1^2}}{2\pi f_0 I_{\max}} = \frac{U_f}{I_{\max}} 1,8 \cdot 10^{-3}. \quad (3)$$

Мінімальне значення вхідної індуктивності схеми L_{\min} можна визначити з умови обмеження струму короткого замикання. При цьому зазвичай приймається умова, що падіння напруги на індуктивності фази не повинно перевищувати 5% від фазної напруги джерела живлення, тобто $U_{L(1)} = 0,05U_f$. Тоді з (1) отримаємо

$$L_{\min} = \frac{0,05U_f}{2\pi f_0 I_{\max}} = \frac{U_f}{I_{\max}} 1,6 \cdot 10^{-4}. \quad (4)$$

З вищесказаного очевидно, що можливе значення вхідної індуктивності АВДН лежить в широких межах між L_{\min} і L_{\max} , а її кінцевий вибір буде залежати, перш за все, від прийнятої частоти модуляції і допустимих значень *THD* струму і напруги мережі в точці підключення перетворювача.

Обговорення результатів

На рис. 3 зображена *MatLab*-модель схеми частотного перетворювача з АВДН. Вона повністю відповідає структурі, що представлена на рис. 1 і має наступні параметри:

- трифазне джерело напруги живлення з потужністю короткого замикання 150 MVA і діючим значенням лінійної напруги 6 kV;

- трансформатор потужністю 1 MVA, який здійснює перетворення лінійної напруги мережі живлення 6 kV в лінійну напругу 0,4 kV для живлення досліджуваної схеми і інших навантажень, що працюють паралельно з нею;

- в якості додаткового навантаження використаний тиристорний керований випрямляч потужністю 300 kW, виконаний за шестипульсною мостовою схемою;

- силові схеми АВДН і АІН працюють в режимі синусоїдальної ШІМ з фіксованою на рівні 4 kHz частотою модуляції. Ємність ланки постійного струму обрано рівної 28 μ F. Система керування АВДН побудована за структурою, наведеною на рис. 2. Система керування АІН побудована по замкнутому принципу і підтримує в навантаженні виділення активної потужності на рівні 315 kW для будь-якого режиму роботи схеми. Еквівалентне *RL*-навантаження моделює статорний ланцюг асинхронного електродвигуна номінальною потужністю 315 kW.

Виходячи з наведених параметрів схеми, за виразами (3) і (4) можна визначити мінімальну і максимальну величину індуктивності, необхідну у вхідному колі АВДН. Вона може бути обрана в

діапазоні 81–914 μH . Сумарна індуктивність перетворювального трансформатора і мережі живлення, наведена до точки підключення АВДН, становить 18 μH , що істотно нижче необхідної. Таким чином, індуктивність додаткових вхідних реакторів, що включаються послідовно в фази на вході перетворювача, може бути обрана в діапазоні 100–90 μH .

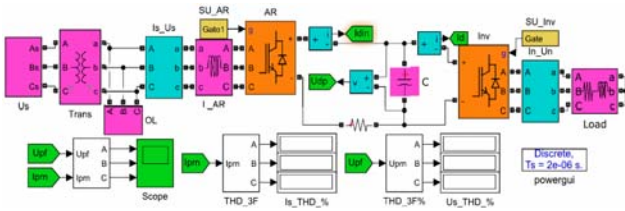


Рис. 3. – MatLab-модель схеми перетворювача з АВДН

За допомогою розробленої моделі були проведені експериментальні дослідження впливу величини додаткової індуктивності, що включається у вхідний ланцюг АВДН, на сумарний коефіцієнт гармонійних спотворень THD фазних струмів і напруг мережі живлення в точці підключення перетворювача. Експерименти проводилися для випадків відсутності і наявності додаткового навантаження, що включається паралельно на затискачі джерела живлення. Отримані результати наведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Експериментальні данні дослідження

$THD, \%$	Індуктивність вхідного реактора, μH								
	100	200	300	400	500	600	700	800	900
Відключене додаткове навантаження									
THD_I	7,4	4,13	2,89	2,24	1,85	1,61	1,48	1,48	1,48
THD_U	18,05	10,26	7,14	5,45	4,39	3,65	3,11	2,68	2,35
Підключене додаткове навантаження									
THD_I	7,53	4,31	3,16	2,60	2,27	2,02	1,95	2,08	2,24
THD_U	19,51	12,83	10,65	9,66	9,13	8,82	8,63	8,49	8,38

На рис. 4 наведено графічні залежності THD фазних струмів і напруг мережі живлення в точці підключення перетворювача від величини додаткової вхідної індуктивності, отримані з експериментальних даних табл. 1.

З рис. 4 видно, що сильна залежність спотворень струму мережі від вхідних індуктивностей спостерігається лише в першій третині її зміни. У цьому ж діапазоні досягаються допустимі стандартом значення THD струму мережі як в режимі спотворень від додаткового навантаження, так і без них.

Спотворення, що вносяться додатковим навантаженням у напругу мережі, несуттєво впливають на сумарний коефіцієнт гармонійних спотворень струму мережі для обраної структури системи керування АВДН при фіксованій частоті модуляції.

Залежність THD напруги від величини вхідної індуктивності схеми без додаткового навантаження присутня у всьому діапазоні її зміни і особливо

сильна в першій його третині. Допустимі стандартом значення спотворень напруги досягаються при значеннях вхідних індуктивностей, що лежать в середині діапазону їх можливої зміни.

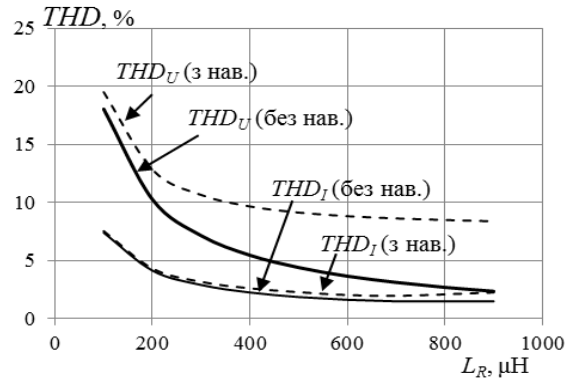


Рис. 4 – Графічні залежності THD від величини додаткової вхідної індуктивності

При наявності спотворень, що вносяться в напругу джерела живлення, його THD ніколи не досягне допустимих стандартом значень і схемі буде потрібний додатковий фільтр мережі.

На рис. 5 і рис. 6 наведені машинограми фазних напруг і струмів, які ілюструють роботу АВДН без і з додатковим навантаженням, підключеним паралельно затискачам мережі перетворювача. Машинограми на рис. 5–6 зняті для випадку роботи схеми з фазною індуктивністю в 500 μH .

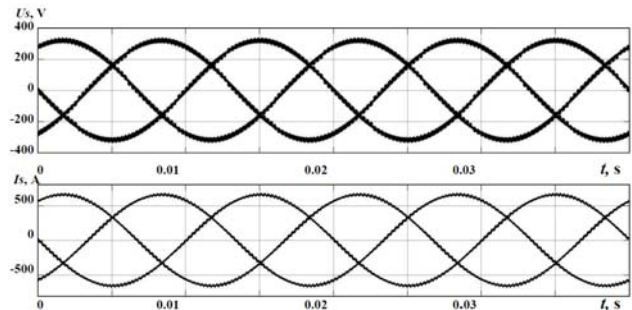


Рис. 5 – Машинограми роботи перетворювача без додаткового навантаження

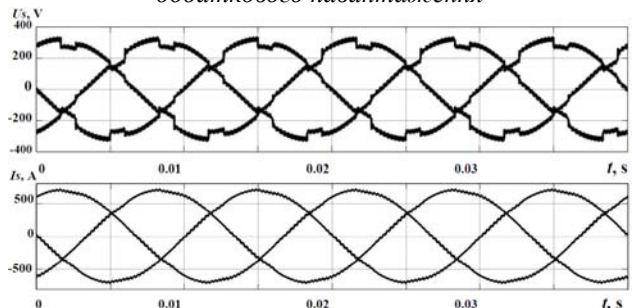


Рис. 6 – Машинограми роботи перетворювача з додатковим навантаженням

Як видно з рис. 4–6, додаткове навантаження у вигляді трифазного тиристорного керованого випрямляча, підключеного до затискачів джерела

живлення паралельно АВДН, вносить істотні нелінійні спотворення в напругу мережі.

Висновки

З результатів моделювання трифазного АВДН в структурі частотного електроприводу на основі АПН можна зробити наступні висновки:

- запропонована структура системи керування забезпечує стійку роботу перетворювача і допустиму стандартами електромагнітну сумісність з мережею живлення при фіксованій частоті модуляції;
- запропонований алгоритм розрахунку величини вхідних індуктивностей дозволяє коректно вибрати їх допустиме значення;
- отримані при моделюванні залежності дозволяють найбільш точно визначити значення вхідних індуктивностей по допустимому рівню спотворень струму мережі і напруги живлення;
- для ліквідації спотворень, що вносяться в напругу джерела додатковим нелінійним навантаженням може знадобитися фільтр мережі.

Список літератури

1. Kumaresan S., Habeebullah Sait H. Embedded System Implementation of Shunt Active Power Filter with Direct Compensation Component Generation Using Linear Operational Amplifiers. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 2020. Vol. 29, № 10. P. 34–40. doi:10.1142/S0218126620501662.
2. Vaideeswaran V., Sankar N. Control Techniques of Three Phase PWM Rectifier. *International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)*, 2018. Vol. 8, № 2S, P. 148–152. doi: 10.17577/IJERTV7IS010161.
3. Жемеров Г. Г., Крилов Д. С., Тугай Д. В. *Компенсовані керувані випрямлячі в розподілених системах електропостачання*. Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2020, 258 с.
4. Тугай Д. В., Жемеров Г. Г., Котелевець С. В., Шкурпела О. О. Новий спосіб керування паралельним силовим активним фільтром на основі модифікованої р-q-г теорії потужності. *Вісник НТУ «ХПІ»*. Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». Харків: НТУ «ХПІ». 2019. № 20 (1345). С. 152–160. doi:10.20998/2409-9295.2019.20.22.
5. Jamma M., Akherraz' M., Barara M. ANFIS Based DC-Link Voltage Control of PWM Rectifier-Inverter System with Enhanced Dynamic Performance. *44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON*, 2018. doi: 10.1109/IECON.2018.8591620.
6. Premkumar K., Prema Kandasamy M., Vishnu Priya M., Thamizhselvan T., Ron Carter S. B. Three-Phase Rectifier Control Techniques: A Comprehensive Literature Survey. *International journal of scientific & technology research*. 2020. Vol. 9, № 01. P. 3183–3188. doi: 10.35940/ijitee.B7508.129219.
7. Trinh Q. N., Choo F. H., Tang Y., Wang P. A Control Strategy to Compensate for Current and Voltage Measurement Errors in Three-phase PWM Rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 55, Iss. 3, 2019. doi: 10.1109/TIA.2019.2894107.

8. Zhou D., Li X., Tang Y. Multiple-Vector Model-Predictive Power Control of Three-Phase Four-Switch Rectifiers With Capacitor Voltage Balancing. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 33, Iss. 7, 2018. doi: 10.1109/TPEL.2017.2750766.
9. Tlili F., Bacha F., Guesmi M. New Switching Lookup Table for Direct Power Control of a Three-Phase PWM Rectifier. *The 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*. 2018. doi: 10.1109/IREC.2018.8362513.
10. Krylov D., Kholod O., Radohuz S. Active rectifier with different control system types. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Istanbul, Turkey, 2020. P. 273–278. doi: 10.1109/IEPS51250.2020.9263226.
11. Жемеров Г. Г., Тугай Д. В. *Перетворення координат загальних векторів напруг і струмів трифазної системи електропостачання*. Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2019. – 200 с.
12. Тугай Д. В. Методика вибору індуктивності фазних реакторів силового активного фільтра. *Електротехніка і електромеханіка*. Харків: НТУ «ХПІ». 2016. № 6. С. 31–38. doi: 10.20998/2074-272X.2016.6.06.

References (transliterated)

1. Kumaresan S., Habeebullah Sait H. Embedded System Implementation of Shunt Active Power Filter with Direct Compensation Component Generation Using Linear Operational Amplifiers. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 2020. Vol. 29, no. 10, pp. 34–40. doi: 10.1142/S0218126620501662.
2. Vaideeswaran V., Sankar N. Control Techniques of Three Phase PWM Rectifier. *International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)*, 2018, Vol. 8, no. 2S, pp. 148–152, doi: 10.17577/IJERTV7IS010161.
3. Zhemerov G. G., Krylov D. S., Tugay D. V. *Kompensovani kerovani vypryamlyachi v rozpodilynykh systemakh elektropostachannia [Compensated controlled rectifiers in distributed power supply systems]*. Kharkiv: KhNUUE O. M. Beketova, 2020, 258 p.
4. Tugay D. V., Zhemerov G. G., Kotelevets S. V., Shkurpela O. O. Novyi sposib keruvannia paralelnym sylovym aktyvnym filtrom na osnovi modyfikovanoi p-q-r teorii potuzhnosti [A new way to control a parallel power active filter based on a modified p-q-r theory of power]. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion"*. Kharkiv: NTU "KhPI", 2019, no. 20 (1345), pp. 152–160, doi: 10.20998/2409-9295.2019.20.22.
5. Jamma M., Akherraz' M., Barara M. ANFIS Based DC-Link Voltage Control of PWM Rectifier-Inverter System with Enhanced Dynamic Performance. *44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, 2018, doi: 10.1109/IECON.2018.8591620.
6. Premkumar K., Prema Kandasamy M., Vishnu Priya M., Thamizhselvan T., Ron Carter S. B. Three-Phase Rectifier Control Techniques: A Comprehensive Literature Survey. *International journal of scientific & technology research*. 2020, Vol. 9, no. 01, pp. 3183–3188, doi: 10.35940/ijitee.B7508.129219.
7. Trinh Q. N., Choo F. H., Tang Y., Wang P. A Control Strategy to Compensate for Current and Voltage Measurement Errors in Three-phase PWM Rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 55, Iss. 3, 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2894107.
8. Zhou D., Li X., Tang Y. Multiple-Vector Model-Predictive Power Control of Three-Phase Four-Switch Rectifiers With

- Capacitor Voltage Balancing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, Iss. 7, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2750766.
9. Tlili F., Bacha F., Guesmi M. New Switching Lookup Table for Direct Power Control of a Three-Phase PWM Rectifier. *The 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*, 2018, doi: 10.1109/IREC.2018.8362513.
10. Krylov D., Kholod O., Radohuz S. Active rectifier with different control system types. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 273–278, doi: 10.1109/IEPS51250.2020.9263226.
11. Zhemerov G. G., Tugay D. V. *Peretvorennia koordynat zahalnykh vektoriv napruh i strumiv tryfaznoi systemy elektropostachannia [Reconstruction of coordinates of backward vectors along the lines and structures of the three-phase system and electrical power supply]*. Kharkiv: KhNUUE. O. M. Beketova, 2019, 200 p.
12. Tugay D. V. Metodika vybora induktivnosti faznykh reaktorov silovogo aktivnogo fil'tra [Method of choosing the inductance of phase reactors of a power active filter]. *Electrical engineering and electrical engineering*. Kharkiv: NTU "KhPI", 2016, no. 6, pp. 31–38, doi: 10.20998/2074-272X.2016.6.06.

Сведения об авторах (About authors)

Крилов Денис Сергійович – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри промислової та біомедичної електроніки; м Харків, Україна; ORCID: 0000-0002-1025-3939; e-mail: denis.krylov@khpі.edu.ua.

Denis Krylov – Candidate of Technical Sciences, associate professor, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", associate professor at the Department of industrial and biomedical electronics, Kharkiv, Ukraine ORCID: 0000-0002-1025-3939; e-mail: denis.krylov@khpі.edu.ua.

Холод Ольга Ігорівна – кандидат технічних наук, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», старший викладач кафедри промислової та біомедичної електроніки; м Харків, Україна; ORCID: 0000-0002-0036-0239; e-mail: Olha.Kholod@khpі.edu.ua.

Olga Kholod – Candidate of Technical Sciences, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", senior lecturer at the Department of industrial and biomedical electronics, Kharkiv, Ukraine; ORCID: 0000-0002-0036-0239; Olha.Kholod@khpі.edu.ua

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Крилов Д. С., Холод О. І. Вплив величини вхідної індуктивності на якісні показники роботи активного керованого випрямляча. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПІ». 2021. № 1 (7). С. 18-23. – doi:10.20998/2413-4295.2021.01.03.

Please cite this article as:

Krylov D., Kholod O. The influence of the input inductance on the qualitative indicators of active controlled rectifier. *Bulletin of the National Technical University "KhPI"*. Series: New solutions in modern technology. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2021, 1 (7), 18-23, doi:10.20998/2413-4295.2021.01.03.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Крылов Д. С., Холод О. И. Влияние величины входной индуктивности на качественные показатели работы активного управляемого выпрямителя. *Вестник Национального технического университета «ХПИ»*. Серия: Новые решения в современных технологиях. – Харьков: НТУ «ХПИ». 2021. № 1 (7). – С. 18-23. – doi:10.20998/2413-4295.2021.01.03.

АННОТАЦІЯ Основная часть электроэнергии используется промышленными установками в преобразованном виде. Применение полупроводниковых преобразователей стремительно растет. Мировая тенденция энергосбережения повышает требования к качеству работы полупроводниковых преобразователей, их влиянию на питающую сеть, нагрузки и смежных потребителей. Одним из наиболее популярных преобразователей в сегменте приводов малой и средней мощности является частотный преобразователь, выполненный на основе схемы трехфазного автономного инвертора напряжения. Существенным недостатком таких преобразователей является использование диодного выпрямителя на входе схемы, который обладает недостатками: невозможностью рекуперации электроэнергии в питающую сеть в режиме динамического торможения асинхронного двигателя и существенными искажениями формы тока сети. Устранить эти недостатки можно, используя вместо выпрямителя на диодах активный управляемый выпрямитель, который обеспечивает синусоидальную форму тока сети в фазе с напряжением сети и возможность двунаправленного обмена энергией с нагрузкой. Эффективность работы активного выпрямителя-источника напряжения определяется выбранным алгоритмом управления ключами схемы и корректным заданием величины индуктивности входного дросселя. Создана математическая модель трехфазного активного выпрямителя-источника напряжения, который работает с фиксированной частотой модуляции при векторном алгоритме построения системы управления и анализ влияния величины входной индуктивности на качественные показатели его работы. Результаты моделирования показали, что предложенная структура системы управления обеспечивает устойчивую работу преобразователя и допустимую стандартами электромагнитную совместимость с питающей сетью при фиксированной частоте модуляции. Предложен алгоритм расчета величины входных индуктивностей, который позволяет корректно выбрать их допустимое значение, а полученные при моделировании зависимости позволяют наиболее точно определить значения входных индуктивностей по допустимому уровню искажений тока сети и напряжения питания.

Ключевые слова: активный выпрямитель; широтно-импульсная модуляция; векторная система управления; входная индуктивность; MatLab-модель; коэффициент гармонических искажений; электромагнитная совместимость

Надійшла (received) 21.02.2021