

УДК 621.314

doi:10.20998/2413-4295.2021.04.06

ВДОСКОНАЛЕННЯ СТРУКТУРИ ВЕКТОРНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ АКТИВНОГО КЕРОВАНОГО ВИПРЯМЛЯЧА

Д. С. КРИЛОВ*, О. І. ХОЛОД

кафедра промислової і біомедичної електроніки, НТУ «ХПІ», Харків, УКРАЇНА
*e-mail: denis.krylov@khp.edu.ua

АНОТАЦІЯ Переважна більшість електроенергії використовується об'єктами промисловості в перетвореному вигляді. Водночас інтенсивно збільшується застосування напівпровідникових перетворювачів для отримання необхідних параметрів навантаження. Сучасні тенденції розвитку та удосконалення напівпровідникових перетворювачів направлені на енергозбереження шляхом підвищення їхньої якості роботи та зменшення впливу на мережу живлення, навантаження і суміжних споживачів. Широке розповсюдження та застосування отримав частотний перетворювач зі вставкою постійного струму, схема якого переважно побудована на основі некерованого випрямляча та автономного інвертора напруги. Некеровані випрямлячі мають просту та надійну топологію, проте не дозволяють організувати рекуперацію електроенергії в мережу живлення та мають низький рівень електромагнітної сумісності. Позбавитись цих недоліків можна, якщо замінити активним випрямлячем-джерелом напруги некерований випрямляч. Робота активного випрямляча суттєво залежить від типу структури його системи керування. Тому мета роботи полягає в удосконаленні структури системи керування ключами схеми активного випрямляча – джерела напруги, що побудована з використанням векторного алгоритму розрахунку; побудові MatLab-моделі трифазного активного керованого випрямляча з удосконаленою векторною системою керування при широтно-імпульсній модуляції з фіксованою частотою та оцінці впливу на його роботу величини вхідної індуктивності. Результати моделювання підтверджують, що запропонована авторами удосконалена структура векторної системи керування забезпечує якісну роботу активного випрямляча та електромагнітну сумісність частотного перетворювача з мережею живлення на рівні допустимому стандартам; спрощення математичного апарату представлення узагальнених векторів струмів і напруг при побудові векторної системи керування активного випрямляча – джерела напруги практично ніяк не вплинуло на якісні показники роботи перетворювача; для ліквідації остаточних спотворень, що вносяться в напругу джерела додатковим навантаженням треба застосовувати фільтр мережі.

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

IMPROVEMENT OF THE VECTOR CONTROL SYSTEM STRUCTURE OF THE ACTIVE CONTROLLED RECTIFIER

D. KRYLOV, O. KHOLOD

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

ABSTRACT The vast majority of electricity is used by industrial facilities in a converted form. At the same time, the use of semiconductor converters to obtain the required load parameters is intensively increasing. Current trends in the development and improvement of semiconductor converters are aimed at energy saving by improving their quality of work and reducing the impact on the power supply, load, and related consumers. Frequency converter with DC insert has become widespread and widely used. Its scheme is mainly based on an uncontrolled diode rectifier and an autonomous voltage inverter. Uncontrolled rectifiers are simple and reliable, but have two main disadvantages: the impossibility to recover electricity to the supply network and distortions of the source current shape. We can get rid of these disadvantages by using an active rectifier made according to the voltage source scheme instead of an uncontrolled rectifier. The operation of an active rectifier significantly depends on the type of its control system structure. This article aims to improve the structure of the switches control system of the active rectifier scheme – voltage source built using a vector calculation algorithm; creation of a MatLab model of a three-phase active-controlled rectifier operating with a fixed modulation frequency and analysis of the influence of the input inductance value on the quality of its operation. The simulation results confirm that the improved structure of the vector control system proposed by the authors ensures high-quality operation of the active rectifier and electromagnetic compatibility of the frequency converter with the power supply network at the level allowed by the standards; simplification of the representation mathematical apparatus of the generalized vectors of currents and voltages at the construction of a vector control system of the active rectifier – voltage source practically did not influence qualitative indicators of the converter work in any way; a network filter must be used to eliminate the final distortions introduced into the source voltage by an additional nonlinear load.

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

Вступ

Переважна більшість електроенергії використовується у перетвореному вигляді. Водночас

зростає застосування напівпровідникових перетворювачів для отримання необхідних параметрів навантаження. Сучасні тенденції удосконалення напівпровідникових перетворювачів направлені на

енергозбереження шляхом підвищення їхньої якості роботи та зменшення впливу на мережу живлення, навантаження і суміжних споживачів [1]. Широке розповсюдження отримав частотний перетворювач зі вставкою постійного струму [2]. Основною функцією частотного перетворювача є живлення асинхронних двигунів (АД) від промислової мережі 380 В. Схема частотних перетворювачів зі вставкою постійного струму найчастіше побудована на основі некерованого випрямляча та автономного інвертора напруги. Некеровані випрямлячі мають просту та надійну схему, але вони не мають можливості рекуперації електроенергії в мережу живлення та забезпечують низьку електромагнітну сумісність частотного перетворювача з мережею живлення [3]. Позбавитись цих недоліків можливо шляхом заміни схемою активного випрямляча-джерела напруги (АВДН) схеми некерованого випрямляча [4]. АВДН являє собою мостову схему на транзисторних ключах знакозмінного струму, яка, окрім основної функції перетворення змінної напруги в постійну, здатна забезпечити рекуперацію енергії та високу електромагнітну сумісність схеми перетворювача частоти з мережею живлення шляхом взаємодії вхідної напруги, напруги самоіндукції вхідного дроселя та вихідної напруги за алгоритмом, що залежить від обраної структури системи керування [5,6].

Мета роботи

Обраний алгоритм керування ключами схеми і коректне завдання величини індуктивності вхідного дроселя визначають ефективність роботи АВДН. Найбільш ефективною, за думкою авторів, є структура системи керування, що оперує узагальненими векторами струмів і напруг трифазної системи, які представлені в плоских або просторових координатах [7,8].

Мета даної роботи полягає у вдосконаленні структури системи керування ключами схеми АВДН, що побудована з використанням векторного алгоритму розрахунку, побудові Matlab моделі трифазного активного випрямляча з удосконаленою векторною системою керування при широтно-імпульсній модуляції з фіксованою частотою та оцінці впливу на його роботу величини вхідної індуктивності.

Виклад основного матеріалу

Структурна схема перетворювача з використанням трифазного активного випрямляча-джерела напруги наведена на рис. 1.

До схеми входить: u_s – джерело трифазної змінної напруги; T – перетворювальний трансформатор, що служить для узгодження рівнів напруги між мережею живлення та навантаженням; L_R – вхідні реактори схеми активного випрямляча; AR – активний випрямляч-джерело напруги, побудований

на основі трифазної мостової схеми з напівпровідниковими ключами знакозмінного струму; C – конденсатор у вихідному ланцюзі постійного струму АВДН; Inv – автономний інвертор напруги (АІН), який побудований на основі трифазної мостової схеми з напівпровідниковими ключами знакозмінного струму; $Load$ – трифазне навантаження, що є еквівалентною схемою асинхронного двигуна.

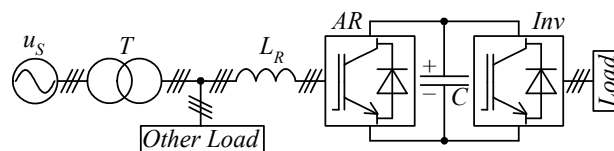


Рис. 1 – Структурна схема перетворювача з АВДН

У попередніх роботах [9–11] авторами була запропонована і детально розглянута структура системи керування АВДН, в основі якої покладено метод представлення струмів та напруг мережі у вигляді просторових векторів у системі координат pqr , що обертається, та виокремлення з їхніх проекцій складових, пропорційних прямим послідовностям трифазної системи. Вони формують сигнал завдання PWM генератора, який працює з фіксованою частотою модуляції. Ця структура дозволяє забезпечити хорошу ефективність роботи перетворювача при допустимих значеннях сумарного коефіцієнта гармонійних спотворень (THD) струму та напруги мережі в точці підключення, навіть за умови поганої якості напруги джерела живлення. Така структура системи керування є універсальною. Вона підходить для різноманітної топології силової частини АВДН та може бути застосована як для трьохпровідної, так і для чотирьохпровідної системи напруг живлення, й дозволяє компенсувати, в тому числі, і струми нульової послідовності. Проте на практиці, більшість промислових приводів живиться від трифазної трьохпровідної системи напруг, а нульовий дріт не потрібен для коректної роботи схеми АВДН. Тому запропонована раніше структура є надлишковою і може бути спрощена без втрати якості роботи. За відсутності нульового дроту немає необхідності у визначенні узагальнених векторів трифазних струму та напруги у тримірній просторовій системі координат – достатньо буде двомірної, плоскої. Найбільш зручною, на думку авторів, при цьому є плоска система координат, що обертається dq [12].

Структурна схема системи керування АВДН, що побудована на її основі, наведена на рис. 2. Вона складається з 13 основних блоків, що взаємодіють між собою наступним чином:

Напруги фаз мережі живлення u_ϕ (u_a , u_b , u_c) подаються на блок перетворювача координат 1, в якому за допомогою матриці Кларка [12] перетворюються з нерухомої плоскої трифазної системи координат abc в нерухому плоску двофазну систему координат $\alpha\beta$ за виразом:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (1)$$

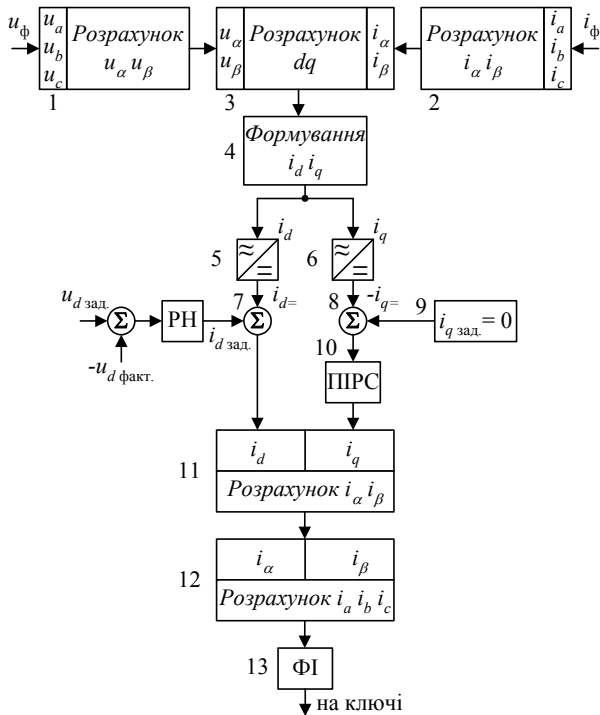


Рис. 2 – Система керування АВДН

Аналогічно в блоці 2 відбувається перетворення фазних струмів i_ϕ (i_a, i_b, i_c) джерела живлення з координат abc в координати $\alpha\beta$ за виразом:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2)$$

У блоці 3 відбувається перетворення струмів і напруг з плоскої нерухокої двофазної системи координат $\alpha\beta$ в плоску двофазну систему координат, що обертається, dq . Зазвичай для цього використовують матрицю Парка [12], яка для фазних струмів джерела живлення, виглядає як

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (3)$$

де θ – поточне значення кута повороту узагальненого вектора напруги джерела живлення відносно осі α . Його визначають з виразу:

$$\theta = \arctg\left(\frac{u_\alpha}{u_\beta}\right). \quad (4)$$

З (4) видно, що якщо напруги мережі живлення симетричні та синусоїдальні, кут рівномірно збільшується в функції часу. Якщо напруга мережі спотворена, похідна кута θ ($d\theta/dt$) змінюється у часі.

Необхідність обчислення тригонометричної функції арктангенса при визначенні кута θ накладає підвищені вимоги до мікропроцесорного комплексу системи управління АВДН, знижуючи його швидкодію. Тому при формуванні сигналів фазних струмів джерела в координатах dq бажано було б такі перетворення виключити.

Розглядаючи положення узагальненого вектора напруги, що обертається в координатній площині $\alpha\beta$ [12], отримаємо вираз визначення проєкцій узагальненого вектора струму мережі на осі dq через координати узагальненого вектора напруги мережі в системі $\alpha\beta$ в наступному вигляді:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Отже, для підвищення ефективності роботи реальної системи керування, доцільно використовувати вираз (5) замість (3), що було реалізовано авторами у структурі, наведеній на рис. 2.

У блоці 4 формуються сигнали завдання струму фази i_d, i_q , які подаються на блоки 5 та 6, що відсікають від них змінну складову, залишаючи лише постійну. Постійні складові проєкцій узагальненого вектора струму мережі на осі dq , i_{d^*} та i_{q^*} , надходять на суматори 7 і 8, де порівнюються із заданими значеннями струмів у цих координатах $i_{d^{\text{зад}}}$, $i_{q^{\text{зад}}}$.

Нульове значення постійної складової проєкції узагальненого вектора струму на координату q свідчить про наявність фазового зсуву між струмом і напругою джерела, що, зазвичай, є небажаним. Тому величину $i_{q^{\text{зад}}}$ в блоці 9 приймають рівною нулю, а сигнал неузгодження між поточним значенням і завданням по координаті q подають на пропорційно-інтегральний регулятор 10. Таким чином, досягається повна компенсація реактивної потужності на стороні мережі АВДН. Варто зазначити, що величину $i_{q^{\text{зад}}}$ можна прийняти відмінною від нуля, формуючи необхідну величину та знак реактивної потужності на вході АВДН.

Єдино корисною є постійна складова проєкції узагальненого вектора струму на координату d i_{d^*} . Вона відповідає за процес передачі активної потужності від джерела до навантаження або навпаки. Однак, у ній має міститись складова, необхідна для підтримки постійної напруги на конденсаторі ланки постійного струму АВДН. Тому завдання струму по координаті d $i_{d^{\text{зад}}}$, що формується виходом регулятора напруги конденсатора, підсумовується з i_{d^*} .

Сформовані таким чином сигнали завдання струму мережі в координатах dq подаються на блоки зворотних перетворень координат. У блоці 11 відбувається перетворення з координат dq в $\alpha\beta$ відповідно до матричного виразу, що є зворотнім виразу (5):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} u_\alpha & -u_\beta \\ u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Формування сигналів завдання струму мережі в координатах abc відбувається в блоці 12 відповідно до виразу для зворотного перетворення Кларка

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

Далі сигнали завдання подаються на блок формування імпульсів 13, в основі якого ШІМ генератор, що працює з фіксованою частотою модуляції, а потім надходять на ключі АВДН.

Аналіз діапазону можливих значень вхідної індуктивності схеми АВДН по структурі рис. 1 було запропоновано авторами в [11]. Оскільки метою даної статті є перевірка ефективності, наведеної на рис. 2 структури системи керування АВДН при тих самих параметрах силової схеми, значення номіналів елементів, конфігурація джерела живлення та додаткового навантаження залишаються такими ж, як і в [11]. Для коректності порівняння результатів, в моделі перетворювача змінимо лише блок системи керування.

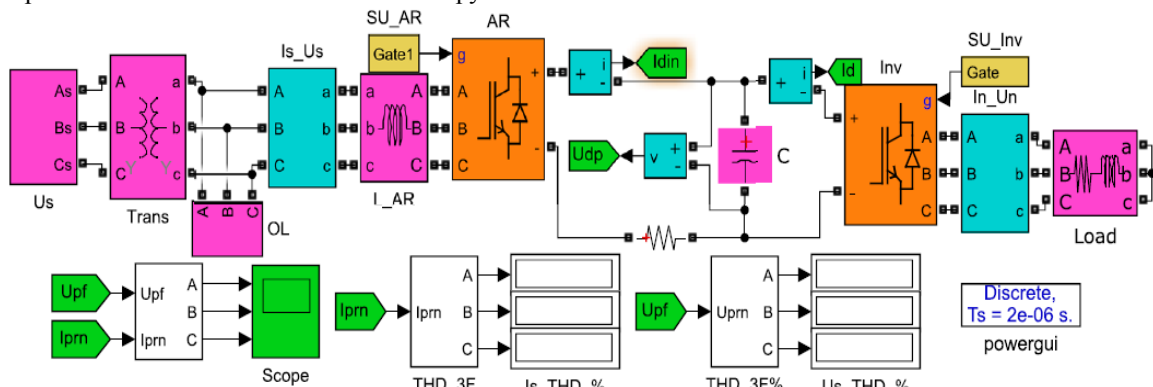


Рис. 3 – MatLab-модель схеми перетворювача з АВДН

На базі запропонованої моделі з удосконаленою системою керування по структурі рис. 2 було аналогічно [11] проведено дослідження, як від величини вхідної індуктивності АВДН залежать в точці підключення перетворювача THD_U та THD_I - сумарні коефіцієнти гармонійних спотворень фазних напруг та струмів мережі. Віртуальні експерименти здійснювалися для двох випадків: відключеного та підключеного додаткового навантаження паралельно на затискачі джерела живлення. Результати експерименту представлені в табл. 1.

Таблиця 1 – Результати експерименту

$THD, \%$	Індуктивність вхідного реактора, мкГн								
	100	200	300	400	500	600	700	800	900
Відключене додаткове навантаження									
THD_I	7,42	4,14	2,91	2,25	1,85	1,60	1,48	1,48	1,47
THD_U	18,05	10,26	7,14	5,45	4,39	3,65	3,10	2,68	2,34
Підключене додаткове навантаження									
THD_I	7,60	4,34	3,21	2,64	2,29	2,07	1,96	2,02	2,13
THD_U	19,47	12,80	10,61	9,63	9,11	8,80	8,61	8,48	8,37

Обговорення результатів

MatLab модель схеми частотного перетворювача з АВДН зображена на рис. 3. Вона побудована на основі структури рис. 1 і має наступні параметри: трифазне джерело живлення з потужністю короткого замикання 150 МВА і діючим значенням лінійної напруги 6 кВ; перетворювальний трансформатор потужністю 1 МВА та напругою 6 кВ/0,4 кВ; додаткове навантаження – тиристорний керований випрямляч потужністю 300 кВт; силові схеми АВДН і АІН, що працюють з фіксованою на рівні 4 кГц частотою модуляції при синусоїдальній ШІМ. Ємність ланки постійного струму обрано рівною 28 мФ. RL - еквівалентне навантаження, що моделює статорний ланцюг асинхронного двигуна потужністю 315 кВт. Система керування АВДН відповідає структурі рис. 2. Система керування АІН реалізована по замкнутому принципу та підтримує значення активної потужності навантаження на рівні 315 кВт для усіх режимів роботи схеми.

Діапазон зміни величини індуктивності вхідних реакторів АВДН обрано рівним 100-900 мкГн [11].

Порівнюючи данні табл. 1 з аналогічними, отриманими в [11] бачимо, що вони практично ідентичні. Таким чином, можна зробити висновок, що суттєве спрощення структури системи керування ніяк не вплинуло на якісні показники роботи АВДН і прийняте припущення про надмірність представлення узагальнених векторів струмів і напруг в просторовій системі координат $p-q-r$ є вірним.

На базі отриманих експериментальних даних (табл. 1.) побудовано діаграмами рис. 4, на яких представлені залежності THD_U і THD_I мережі живлення в точці підключення напівпровідникового перетворювача від величини вхідної індуктивності.

Машинограми, які ілюструють роботу активного випрямляча без і з підключенням додаткового навантаження паралельно затискачам мережі аналогічні наведеним в дослідженні [11].

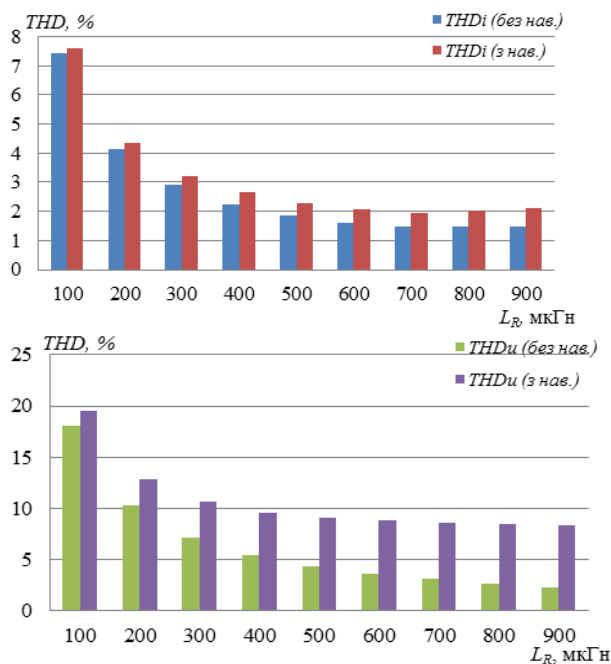


Рис. 4 – Графічні залежності THD від величини додаткової вхідної індуктивності

Висновки

Побудова Matlab моделі трифазного активного випрямляча з удосконаленою структурою системи керування як частини частотного перетворювача та дослідження її роботи дозволяє зробити висновки:

- запропонована авторами удосконалена структура векторної системи керування забезпечує якісну роботу активного випрямляча та електромагнітну сумісність частотного перетворювача з мережею живлення на рівні допустимому стандартам;

- спрощення математичного апарату представлення узагальнених векторів струмів і напруг при побудові векторної системи керування АВДН практично ніяк не вплинуло на якісні показники роботи перетворювача;

- застосування просторової системи координат $p-q-r$ при побудові векторної системи керування АВДН, що живиться від мережі без нульового дроту, є надмірним;

- для ліквідації остаточних спотворень, що вносяться в напругу джерела додатковим нелінійним навантаженням треба застосувати фільтр мережі.

Список літератури

1. Шевченко І. С., Морозов Д. І., Белоха Г. С. «Пряме» векторне управління асинхронною машиною подвійного живлення. *Вісник Східноукраїнського Національного Університету імені Володимира Даля*. 2021. Вип. 8(264), С. 62–65. doi:10.33216/1998-7927-2020-264-8-62-65.
2. Yiyuan Bie, Yang Li, Guoqing He, Xing Zhang. PWM rectifier impedance modelling and analysis. *IOP Conference Series Earth and Environmental Science*. 2021. Vol. 675(1). P. 1–7. doi:10.1088/1755-1315/675/1/012064.

3. Wang P., Li H., Cao T., Wang X. Proof of Equivalence Between Two Interlaced Two-level PWM Rectifiers and Three-level PWM Rectifiers. *Tiedao Xuebao. Journal of the China Railway Society*. 2019. Vol. 41(1). P. 59–64. doi:10.3969/j.issn.1001-8360.2019.01.008.
4. Zhang B., Qiu D. *m-Mode SVPWM for PWM Rectifier*. In: *m-Mode SVPWM Technique for Power Converters. CPSS Power Electronics Series*. Springer. 2019. P. 169–189. doi:10.1007/978-981-13-1382-0_9.
5. Xudong Liu. Subway Traction Power Supply System Based on PWM Rectifier. *Journal of Physics*. 2021. Vol. 2136(1). P. 1–5. doi:10.1088/1742-6596/2136/1/012019.
6. Attaianes C., Tomasso G. Optimized modulation for PWM rectifiers. *IEEE. Power Engineering Society Winter Meeting*. 2002. Vol. 2. doi:10.1109/PESW.2002.985219.
7. Wang B., Tang Y. Research on Fuzzy Control of PWM Rectifier Voltage. *3rd International Conference on Advanced Electronic Materials, Computers and Software Engineering (AEMCSE)*. 2020. doi:10.1109/AEMCSE.50948.2020.00174.
8. Teixeira R.D.A., Silva W.L.A., Pessoa G.A.P.D.C.A., Neto J.T.C., Villarreal E.R.L., Salazar A.O. Lock A.S. One Cycle Control of a PWM Rectifier a New Approach. *Energies*. 2020. Vol. 13. № 5523. P. 1–25. doi:10.3390/en13205523.
9. 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)*. 2020. P. 273–278. doi: 10.1109/IEPS51250.2020.9263226.
10. Krylov D. S., Kholod O. I. The efficiency of the active controlled rectifier operation in the mains voltage distortion mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2021. № 2. P. 30–35. doi: 10.20998/2074-272X.2021.2.05.
11. Крилов Д. С. Холод О. І. Вплив величини вхідної індуктивності на якісні показники роботи активного керованого випрямляча. *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. 2021. № 1 (7). С. 18–23. doi:10.20998/2413-4295.2021.01.03.
12. 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.

References (transliterated)

1. Shevchenko I. S., Morozov D. I., Belokha G. S. «Priame» vektorne upravlinnia asynkronnoiu mashynoiu podviinoho zhyvlennia. [“Direct” vector control of asynchronous dual power machine]. *Bulletin of the Volodymyr Dahl East Ukrainian National University*, 2021, Vol. 8 (264), pp. 62–65, doi: 10.33216/1998-7927-2020-264-8-62-65.
2. Yiyuan Bie, Yang Li, Guoqing He, Xing Zhang. PWM rectifier impedance modelling and analysis. *IOP Conference Series Earth and Environmental Science*, 2021, Vol. 675(1), pp. 1–7, doi:10.1088/1755-1315/675/1/012064.
3. Wang P., Li H., Cao T., Wang X. Proof of Equivalence Between Two Interlaced Two-level PWM Rectifiers and Three-level PWM Rectifiers. *Tiedao Xuebao. Journal of the China Railway Society*, 2019, Vol. 41(1), pp. 59–64, doi:10.3969/j.issn.1001-8360.2019.01.008.
4. Zhang B., Qiu D. *m-Mode SVPWM for PWM Rectifier*. In: *m-Mode SVPWM Technique for Power Converters. CPSS Power Electronics Series*, Springer, 2019, pp. 169–189, doi:10.1007/978-981-13-1382-0_9.
5. Xudong Liu. Subway Traction Power Supply System Based on PWM Rectifier. *Journal of Physics*, 2021, Vol. 2136(1), pp. 1–5, doi:10.1088/1742-6596/2136/1/012019.

6. Attaianese C., Tomasso G. Optimized modulation for PWM rectifiers. *IEEE. Power Engineering Society Winter Meeting*, 2002, Vol. 2, doi:10.1109/PESW.2002.985219.
7. Wang B., Tang Y. Research on Fuzzy Control of PWM Rectifier Voltage. *3rd International Conference on Advanced Electronic Materials, Computers and Software Engineering (AEMCSE)*, 2020, doi:10.1109/AEMCSE.50948.2020.00174.
8. Teixeira R.D.A., Silva W.L.A., Pessoa G.A.P.D.C.A., Neto J.T.C., Villarreal E.R.L., Salazar A.O., Lock A.S. One Cycle Control of a PWM Rectifier a New Approach. *Energies*, 2020, Vol. 13 (5523), pp. 1–25, doi:10.3390/en13205523.
9. 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)*, 2020, pp. 273–278, doi: 10.1109/IEPS51250.2020.9263226.
10. Krylov D. S., Kholod O. I. The efficiency of the active controlled rectifier operation in the mains voltage distortion mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 30–35, doi: 10.20998/2074-272X.2021.2.05.
11. Krylov D., Kholod O. The value influence of the input inductance on the qualitative indicators of the active rectifier operation. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: New solutions in modern technologies*, 2021, no. 1 (7), pp. 18–23, doi: 10.20998/2413-4295.2021.01.03.
12. 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 nam. O. M. Beketova, 2019, 200 p.

Відомості про авторів (About authors)

Крылов Денис Сергеевич – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», доцент кафедри промислової та біомедичної електроніки; м Харків, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1025-3939>; e-mail: denis.krylov@kphi.edu.ua.

Denis Krylov – Candidate of Technical Sciences, Docent, Associate Professor, Department of industrial and biomedical electronics, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1025-3939>; e-mail: denis.krylov@kphi.edu.ua.

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

Olga Kholod – Candidate of Technical Sciences, Senior Lecturer, Department of industrial and biomedical electronics, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkiv, Ukraine; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0036-0239>; Olha.Kholod@kphi.edu.ua

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Крылов Д. С., Холод О. І. Вдосконалення структури векторної системи керування активного керованого випрямляча. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». 2021. № 4 (10). С. 43-48. doi:10.20998/2413-4295.2021.04.06.

Please cite this article as:

Krylov D., Kholod O. Improving of the vector control system structure of the active controlled rectifier. *Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: New solutions in modern technology.* – Kharkiv: NTU "KhPI", 2021, no. 4(10), pp. 43-48, doi:10.20998/2413-4295.2021.04.06.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Крылов Д. С., Холод О. И. Усовершенствование структуры векторной системы управления активного управляемого выпрямителя. *Вестник Национального технического университета «ХПИ». Серія: Новые решения в современных технологиях.* – Харьков: НТУ «ХПИ». 2021. № 4 (10). С. 43-48. doi:10.20998/2413-4295.2021.04.06.

АННОТАЦИЯ Подавляющая часть электроэнергии потребляется в преобразованном виде. В то же время увеличивается использование полупроводниковых преобразователей для получения требуемых параметров нагрузки. Современные тенденции в совершенствовании полупроводниковых преобразователей направлены на энергосбережение за счет повышения качества их работы и снижения воздействия на питающую сеть, нагрузку и смежных потребителей. Широкое распространение получили преобразователи частоты со вставкой постоянного тока, схема которых формируется на основе неуправляемого выпрямителя и автономного инвертора напряжения. Неуправляемые выпрямители просты и надежны, но имеют два недостатка: невозможность рекуперации энергии в сеть и низкий уровень совместимости с питающей сетью. Избавиться от этих недостатков можно, если вместо неуправляемого выпрямителя использовать активный выпрямитель - источника напряжения. Целью данной статьи является усовершенствование структуры системы управления ключами схемы активного выпрямителя - источника напряжения, построенного с использованием векторного алгоритма расчета; построение Matlab модели трехфазного активного выпрямительного с усовершенствованной структурой системы управления и оценка влияния величины входной индуктивности на показатели его работы. По результатам моделирования стало очевидно, что: предложенная структура системы управления обеспечивает стабильную работу преобразователя и приемлемую электромагнитную совместимость с сетью при фиксированной частоте модуляции; упрощение математического аппарата представления обобщенных векторов токов и напряжений при построении векторной системы управления активным выпрямителем никак не повлияло на качественные показатели работы преобразователя; необходимо использовать сетевой фильтр для устранения искажений, вносимых в напряжение источника дополнительной нагрузкой.

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

Надійшла (received) 22.11.2021