

УДК 621.314

doi:10.20998/2413-4295.2024.01.12

ВДОСКОНАЛЕННЯ СТРУКТУРИ ПАРАМЕТРИЧНОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ АКТИВНИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ З ФІКСОВАНОЮ ЧАСТОТОЮ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ РОБОТИ В РЕЖИМІ ДВОНАПРАВЛЕНОГО ПОТОКУ ЕНЕРГІЇ

Д. С. КРИЛОВ*, О. І. ХОЛОД

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

АНОТАЦІЯ Об'єктивна необхідність в енергозбереженні та посиленні вимог до якості споживаної електроенергії змушує виробників перетворювальної техніки шукати нові схемотехнічні рішення та вдосконалювати алгоритми управління перетворювачами. Повною мірою це стосується і частотного електроприводу малої та середньої потужності. Його базою є структура, виконана на основі автономного інвертора напруги із широтно-імпульсною модуляцією, схема якого передбачає використання діодного некерованого випрямляча як джерела постійної напруги. Вона має суттєві недоліки, які можна повністю усунути активним керованим випрямлячем – джерелом напруги (АВДН), параметрична система управління яким забезпечує заданий рівень напруги у ланці постійного струму і нульове значення реактивної потужності при близькій до синусоїди формі струму на стороні мережі живлення. Але її вона має певні недоліки в режимі зміни напрямку потоку енергії та потребує вдосконалення. Тому розглянуто вдосконалення параметричної системи управління АВДН з фіксованою частотою модуляції для роботи в режимі двонаправленого потоку енергії між мережею живлення і навантаженням та проведено її моделювання. Запропоновано рішення, що забезпечують стійку роботу перетворювача з оновленою системою управління в усіх режимах роботи. Запропоновано оновлений алгоритм фазової корекції кута зміщення першої гармоніки мережного струму відносно напруги джерела живлення та вдосконалено алгоритм його отримання, покращено роботу регулятора вихідної напруги схеми АВДН. Результати моделювання показали, що вдосконалена параметрична система управління АВДН здатна забезпечити роботу силової схеми перетворювача з близьким до синусоїди струмом та нульовою реактивною потужністю на стороні мережі в усьому діапазоні зміни потужності, що споживає чи генерує навантаження, підтримуючи задане значення вихідної напруги в сталому режимі роботи при допустимих відхиленнях в перехідних режимах роботи.

Ключові слова: двонаправлений потік енергії; параметрична система управління; активний керований випрямляч; лінеаризація зворотного зв'язку; фазовий детектор; синусоїдальна модуляція з фіксованою частотою.

IMPROVEMENT OF THE STRUCTURE OF THE PARAMETERIC CONTROL SYSTEM OF AN ACTIVE RECTIFIER WITH A FIXED MODULATION FREQUENCY FOR OPERATION IN BIDIRECTIONAL ENERGY FLOW MODE

D. KRYLOV, O. KHOLOD

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

ABSTRACT The objective need for energy saving and the strengthening of requirements for the quality of consumed electricity forces manufacturers of converting equipment to look for new circuit solutions and to improve the control algorithms of converters. This fully applies to low- and medium-power frequency electric drives. Its base is a structure made on the basis of an autonomous voltage inverter with pulse width modulation, the scheme of which involves the use of a diode uncontrolled rectifier as a source of constant voltage. It has significant disadvantages that can be completely eliminated by an active controlled rectifier - voltage source (AVDN), a parametric control system of which provides a set voltage level in the direct current circuit and a zero value of reactive power with a current form close to a sinusoid on the side of the power network. But it also has certain shortcomings in the mode of changing the direction of the energy flow and needs improvement. Therefore, the improvement of the parametric AVDN control system with a fixed modulation frequency for operation in the mode of bidirectional energy flow between the power network and the load was considered and its simulation was carried out. A solution that ensures stable operation of the converter with an updated control system in all operating modes is proposed. An updated algorithm for the phase correction of the offset angle of the first harmonic of the mains current relative to the voltage of the power source is proposed, and the algorithm for obtaining it has been improved, and the operation of the output voltage regulator of the AVDN circuit has been improved. The simulation results showed that the improved parametric AVDN control system is able to ensure the operation of the power circuit of the converter with a current close to a sinusoid and zero reactive power on the network side in the entire range of changes in the power that consumes or generates the load, maintaining the set value of the output voltage in a stable mode of operation at permissible deviations in transient modes of operation.

Keywords: bidirectional flow of energy; parametric control system; active controlled rectifier; feedback linearization; phase detector; sinusoidal modulation with a fixed frequency.

Вступ

Об'єктивна необхідність в енергозбереженні та посиленні вимог до якості споживаної електроенергії

змушує виробників перетворювальної техніки шукати нові схемотехнічні рішення та вдосконалювати алгоритми управління перетворювачами. Повною мірою це стосується і частотного електроприводу

малої та середньої потужності, що активно розвивається останніми роками [1,2]. Його базою є структура, виконана на основі автономного інвертора напруги із широтно-імпульсною модуляцією. Класична його схема, що передбачає використання діодного некерованого випрямляча як джерела постійної напруги для живлення трифазного мостового інвертора має суттєві недоліки [3]: спотворення форми мережного струму і неможливість роботи перетворювача в режимі двонаправленого обміну енергією між мережею живлення і навантаженням. Це знижує енергоефективність такої схеми, не даючи повністю розкрити її потенціал. Заміна діодного випрямляча активним керованим випрямлячем – джерелом напруги (АВДН) дозволяє повністю усунути всі недоліки діодного випрямляча у складі частотного електроприводу на основі АІН. При цьому ефект від його використання багато мірою буде залежати від алгоритму управління ключами. Їх можна розділити на алгоритми зі змінною і фіксованою частотою модуляції що володіють власними перевагами та недоліками. У разі використання активного випрямляча бажано, щоб АВДН та АІН використовували однакові алгоритми модуляції для кращого узгодження режимів роботи двох схем в єдиному перетворювачі [4-7].

У частотних перетворювачах малої та середньої потужності найбільшого поширення набув метод широтно-імпульсної модуляції з фіксованою частотою перемикання вентилів, що дозволяє спростити розрахунок вхідних та вихідних фільтрів [8] та тепловий розрахунок схеми. При цьому систему управління АВДН пропонують будувати за так званим «векторним» принципом, використовуючи параметри узагальнених векторів мережного струму і напруги, що представлені в обертових системах координат, для формування сигналу завдання *PWM* генератора. Такі структури повністю дозволяють розкрити весь потенціал АВДН. Однак вони складні в налаштуванні і реалізації та висувають підвищені вимоги до обчислювальних можливостей апаратної частини системи управління [9-11].

На практиці ж від АВДН у складі частотного електроприводу потрібно, частіше за все, лише забезпечити заданий рівень напруги у ланці постійного струму і нульове значення реактивної потужності при близькій до синусоїди форми струму на стороні мережі живлення. З цим повною мірою справляється запропонована авторами [12] параметрична система управління, що формує сигнали завдання *PWM* генератора, використовуючи складові напруги вхідного ланцюга перетворювача та формуючи фазову корекцію кута зміщення першої гармоніки мережного струму щодо напруги джерела живлення. Дослідження показали, що вона повністю виконує свої функції в широкому діапазоні зміни параметрів силової схеми та

споживаної потужності. Однак режим зміни напрямку потоку енергії у схемі потребує додаткового вдосконалення.

Мета роботи

Метою даної роботи є вдосконалення параметричної системи управління АВДН з фіксованою частотою модуляції для роботи в режимі двонаправленого потоку енергії між мережею живлення та навантаженням, а також моделювання роботи перетворювача з такою системою управління при зміні параметрів схеми та рівня і знаку потужності, що споживається нею.

Виклад основного матеріалу

Схема силових ланцюгів частотного електроприводу на основі АВДН – АІН повністю відповідає такій, що була розглянута авторами в [6, 8, 12]. Вона зображена на рис. 1 і складається з наступних компонентів: ЗН – трифазна мережа синусоїдальної змінної напруги u_M з власною індуктивністю L , включаючи додаткові реактори на вході активного випрямляча АВДН, виконаного за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму, в ланцюг постійного струму ПН якого включена ємність C , що створює для навантаження близький до джерела напруги режим роботи. Навантаженням є АІН з ШІМ, що живить асинхронний двигун.

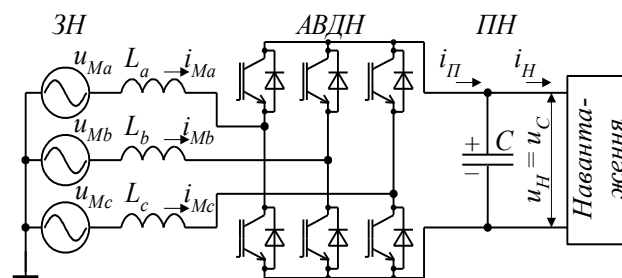


Рис. 1 – Структурна схема функціональних вузлів АВДН

Відомо [5-7], що фізика процесів, які протікають у кожній фазі трифазного АВДН під час його роботи, така сама, як і в двох інших фазах із часовим зсувом у 120 електричних градусів. Тому подальшу роботу схеми можна розглянути на прикладі контуру протікання струму в одній фазі, еквівалентна схема якого наведена на рис. 2.

Аналогічно до рис. 1, вона складається з джерела змінної напруги фази мережі живлення з миттєвим значенням u_M , миттєвої фазної напруги

на вході АВДН u_B та індуктивності на вході фази схеми L , через яку протікає фазний струм $i_M = i_L$.

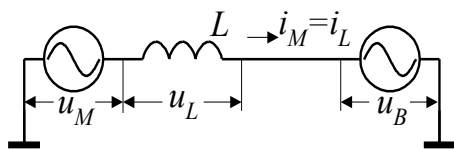


Рис. 2. Еквівалентна схема фази вхідного ланцюга АВДН

Напруга u_B формується під час роботи схеми АВДН в режимі ШІМ завдяки різнополярному періодичному підключенню напруги конденсатора ланки постійного струму u_C до фази живильної мережі. При цьому за період модуляції змінюється знак падіння напруги u_L вхідної індуктивності L та динаміка протікаючого крізь неї струму i_L , що дає можливість формувати необхідну форму та фазу струму джерела живлення.

Миттєві напруги в контурі рис. 2 пов'язані між собою законом Кірхгофа

$$u_M = u_L + u_B. \quad (1)$$

Зважаючи на те, що АВДН працює в режимі синусоїдальної ШІМ, формуючи близький до синусоїди струм мережі живлення у фазі (або протифазі в режимі рекуперації) з напругою джерела живлення, розглядатимемо принцип побудови системи управління АВДН, врахуванням лише перші гармоніки струмів та напруг у вхідному ланцюзі перетворювача. Їхні векторні діаграми для режимів прямого та зворотного потоку енергії через перетворювач при повній компенсації реактивної потужності, наведені на рис. 3.

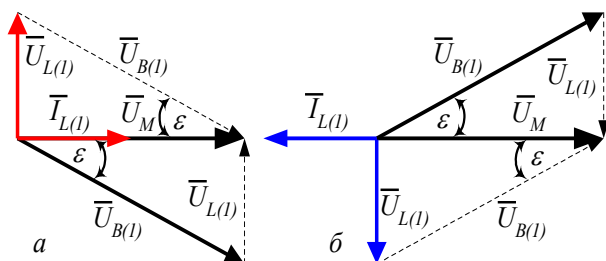


Рис. 3. Векторна діаграма вхідного ланцюга АВДН при компенсації реактивної потужності для: а – споживання енергії навантаженням; б – рекуперації енергії з навантаження в мережу живлення

З рис. 3 видно, що вектор першої гармоніки струму мережі $\bar{I}_{L(1)}$, що протікає через вхідний дросель фази перетворювача, співспрямований з вектором першої гармоніки фазної напруги мережі живлення \bar{U}_M в режимі споживання енергії та протиспрямований в режимі рекуперації. Вектор першої гармоніки падіння напруги на вхідному дроселі $\bar{U}_{L(1)}$ зрушений на кут, близький до 90 електричних градусів в бік випередження відносно струму мережі в обох режимах роботи та змінює свою фазу на протилежну при переході в режим рекуперації.

В [12] авторами було детально показано, що в АВДН з фіксованою частотою модуляції амплітуда і фаза першої гармоніки мережного струму отримується через формування необхідної форми і фази першої гармоніки напруги на вході АВДН. Для цього треба сформувати відповідну йому форму і фазу управляючої напруги на вході PWM генератора системи управління.

З рис. 3 для обох режимів роботи схеми справедливо співвідношення

$$\bar{U}_{B(1)} = \bar{U}_M - \bar{U}_{L(1)}, \quad (2)$$

згідно до якого, при синусоїдальній та незмінній напрузі мережі сформувати необхідну амплітуду та фазу напруги на вході перетворювача можна, задавши потрібну амплітуду та фазу першої гармоніки падіння напруги вхідної індуктивності. Амплітуду може формувати окремий регулятор, а фаза, згідно до рис. 3, повинна дорівнювати ± 90 електричних градусів залежно від напрямку потоку енергії. Але з'ясувалось, що це справедливо лише при номінальному режимі роботи схеми. Тому, для роботи в широкому діапазоні змін параметрів схеми, в [12] авторами було запропоновано систему управління з функцією корекції кута зсуву першої гармоніки мережного струму відносно напруги живлення. Вона добре зарекомендувала себе в статичному режимі роботи при передачі енергій від мережі до навантаження. Її структурна схема наведена на рис. 4.

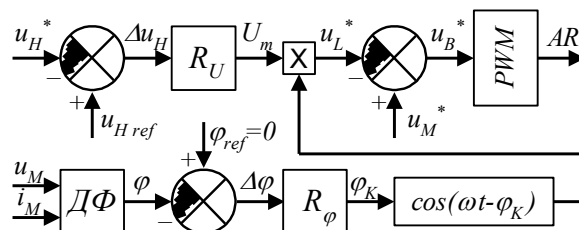


Рис. 4 – Структурна схема системи управління АВДН з фазовою корекцією

Коротко нагадаємо принцип її роботи: сигнал різниці між заданим та поточним значенням вихідної напруги подається на вхід регулятора, що формує сигнал U_m , пропорційний амплітуді падіння напруги вхідного дроселя. Його відносне миттєве значення u_L^* отримуємо множенням U_m на функцію косинуса з урахуванням фазової корекції φ_K . Віднявши u_L^* від відносної фазної напруги мережі u_M^* , отримаємо відносне значення сигналу завдання *PWM* генератора u_B^* . Сигнал фазової корекції φ_K формується окремим регулятором, що діє у функції різниці між заданим φ_{ref} та поточним кутом зсуву φ між напругою та струмом мережі. Сигнал φ формується схемою фазового детектора.

Базовими величинами для відносних значень струмів і напруг прийняті амплітудні значення фазного струму та напруги джерела живлення для входу та амплітуду лінійної напруги джерела для виходу схеми.

Проаналізувавши фізику роботи схеми АВДН, векторні діаграми рис. 3 та принцип роботи системи управління рис. 4 можна зазначити, що при неномінальних режимах роботи фактичний фазовий зсув струму вхідного дроселя відносно падіння напруги на ньому буде меншим, ніж 90 електричних градусів. Фактори, що впливають на це, проаналізовані в [12]. Однак в параметричній структурі рис. 4 фаза сигналу u_L^* жорстко задається функцією косинуса. Тому і потрібно введення сигналу корекції φ_K , який в режимі споживання енергії зменшує фазовий зсув сигналу u_L^* відносно u_M^* для компенсації реактивної потужності на вході схеми. Це ілюструє рис. 5.

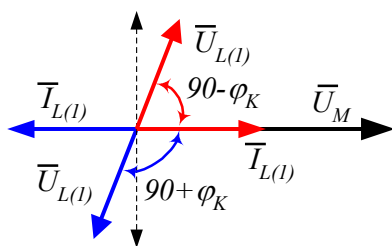


Рис. 5 – Корекція фази сигналу $\bar{U}_{L(1)}$

В режимі рекуперації змінюється напрям потоку енергії в схемі, що, як було зазначено раніше, призводить до зміни напрямку $\bar{I}_{L(1)}$ та $\bar{U}_{L(1)}$ на протилежний. При цьому навантаження у вигляді автономного інвертора напруги починає працювати в режимі підвищувального ШПП, накачуючи енергією конденсатор проміжної ланки постійного струму в результаті чого напруга на ньому починає зростати. В структурі частотного перетворювача рис. 1 функція підтримки незмінної напруги на конденсаторі лежить на системі

управління АВДН. Тому регулятор R_U , намагаючись зменшити напругу в ланці постійного струму, змінює знак на своєму виході на протилежний, фактично перевертаючи фазу u_L^* , що повністю відповідає теорії роботи схеми АВДН.

Однак в режимі рекуперації енергії зміна полярності сигналу u_L^* буде вимагати від структури рис. 4 не зменшення, а збільшення фазового зсуву сигналу u_L^* відносно u_M^* для компенсації реактивної потужності на вході схеми (див. рис. 5), чого в ній передбачено не було. Тому для роботи АВДН з можливістю організації двонаправленого потоку енергії структуру параметричної системи управління рис. 4 треба доповнити функцією зміни знаку сигналу фазової корекції φ_K в залежності від режиму роботи схеми. Ознакою цього може служити, наприклад, зміна полярності струму навантаження в проміжній ланці i_H , або ж зміна полярності сигналу на виході регулятора напруги U_m .

Вдосконалення потребують також вхідні контури обох регуляторів для підвищення якості їхньої роботи в перехідних режимах.

Регулятор напруги ланки постійного струму R_U повинен підтримувати незмінну напругу на конденсаторі на рівні, що перевищує амплітуду лінійної напруги джерела живлення що найменше на 15% в усіх режимах роботи схеми, додаючи в режимі споживання, або віднімаючи в режимі рекуперації, частку енергії, що проходить крізь нього. Однак і сам конденсатор, згідно до фізики його роботи, накопичує в собі енергію, яку можна визначити як

$$E_C = C \frac{u_C^2}{2}, \quad (3)$$

де C – ємність конденсатора; u_C – напруга конденсатора на виході АВДН рис. 1.

Миттєва потужність конденсатора визначається миттєвими активними потужностями джерела живлення та навантаження і є похідною від (3) за часом

$$\frac{dE_C}{dt} = \frac{C}{2} \frac{du_C^2}{dt} = p_M - p_H. \quad (4)$$

Нелінійність виразу (4) відносно напруги u_C ускладнює роботу регулятора R_U . Тому треба провести лінеаризацію зворотного зв'язку, ввівши для цього в (4) нову змінну $W = u_C^2$ і отримавши вираз

$$\frac{C}{2} \frac{dW}{dt} = p_M - p_H, \quad (5)$$

що буде лінійним відносно W . Використавши енергію конденсатора для регулювання напруги на ньому, отримаємо лінійний регулятор з покращеними, відносно рис. 4, характеристиками.

Регулятор кута фазової корекції R_φ діє в функції різниці між кутом завдання та поточним значенням кута зсуву між струмом та напругою фази на вході перетворювача, який формується фазовим детектором для кожної фази. Схеми фазових детекторів, зазвичай, мають затримку у часі вихідного сигналу на період (або його частину) напруги живлення, що негативно впливає на динамічні характеристики регулятора R_φ .

Позбавитись цього недоліка можна, якщо в якості змінної величини використовувати миттєве значення сумарної реактивної потужності на вході перетворювача, яке, за умовою роботи схеми, повинно дорівнювати нулю в усіх режимах. Однак відомо, що миттєва реактивна потужність є змінною складовою сумарної потужності мережі змінного струму. Тому для визначення її сумарної величини в трифазній симетричній системі необхідно використовувати спеціальні підходи. Найбільш простим та легким в реалізації, на думку авторів, є спосіб знаходження її величини за наступним виразом

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a \cdot u_{bc} + i_b \cdot u_{ca} + i_c \cdot u_{ab}). \quad (5)$$

Це дозволить отримувати значення сумарної миттєвої реактивної потужності на вході АВДН без зайвих затримок, використавши лише поточні миттєві значення струмів та напруг вхідного ланцюга схеми та прості математичні операції, що покращить динамічні характеристики регулятора кута фазової корекції та системи управління в цілому.

Вдосконалена структурна схема параметричної системи управління АВДН наведена на рис. 6.

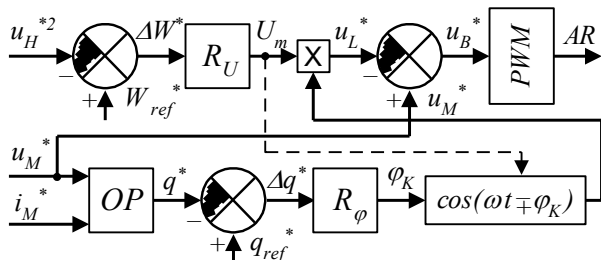


Рис. 6 – Вдосконалена структурна схема системи управління АВДН з фазовою корекцією

Принцип її роботи відрізняється від структури рис. 4 тим, що на вхід регулятора напруги R_U подається різниця між відносною заданою енергією вихідного конденсатора АВДН та її відносним поточним значенням, пропорційним квадрату напруги на конденсаторі ланки постійного струму схеми. Регулятор кута фазової корекції R_φ діє в функції різниці між заданим та поточним значенням відносної миттєвої реактивної потужності на вході схеми, формуючи на своєму виході сигнал φ_K , що корегує фазу функції косинуса в обох напрямках згідно до знаку виходу регулятора R_U .

Ці зміни дозволять забезпечити стійку роботу схеми в статичному та динамічному режимах роботи при двонаправленому потоці енергії в широкому діапазоні зміни параметрів схеми і споживаної нею потужності. Перевіримо це моделюванням.

Обговорення результатів

Зовнішній вигляд математичної моделі силових ланцюгів частотного перетворювача за структурою рис. 1, створений в програмному середовищі *Matlab / Simulink*, наведено на рис. 7.

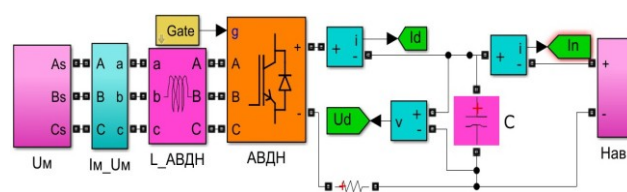


Рис. 7 – *Matlab* модель АВДН

Прийmemo параметри моделі таким ж, як і для попереднього дослідження, а саме [12]: еквівалентне навантаження, що може споживати чи генерувати активну потужність, підтримуючи її рівень в діапазоні ± 315 кВт, живиться від АВДН, працюючого із синусоїдальною ШІМ на частоті модуляції у 4 кГц, через проміжну ланку постійного струму з ємністю конденсатора 28 мФ. АВДН підключений до трифазної мережі змінного струму з рівнем лінійної напруги 0.4 кВ та потужністю короткого замикання 150 МВА через вхідні дроселі, індуктивність яких в даному дослідженні прийнята на рівні 200 мкГн.

Зовнішній вигляд математичної моделі системи управління АВДН, що повністю відповідає структурі рис. 6, наведено на рис. 8

Машинограми, що ілюструють роботу силової схеми та системи управління АВДН при зміні потужності навантаження в обох напрямках, наведені на рис. 9, а-г.

раніше параметричної системи управління та запропоновано низку технічних рішень, що усувають їх, забезпечуючи стійку роботу перетворювача з оновленою системою управління в режимі двонаправленого потоку енергії між мережею живлення та навантаженням при зміні параметрів схеми та потужності, що споживається нею. Запропоновано оновлений алгоритм фазової корекції кута зміщення першої гармоніки мережного струму відносно напруги джерела живлення та вдосконалено алгоритм його отримання. Вдосконалено роботу регулятора вихідної напруги схеми АВДН. Математичне моделювання перетворювача з оновленою системою управління в середовищі Matlab/Simulink дозволяє зробити такі висновки:

- вдосконалена параметрична система управління АВДН здатна забезпечити роботу силової схеми перетворювача з близьким до синусоїди струмом та нульовому реактансі на стороні мережі в усьому діапазоні зміни потужності, що споживає чи генерує навантаження, підтримуючи задане значення вихідної напруги в сталому режимі роботи при допустимих відхиленнях в перехідних режимах роботи;

- коректність роботи силової схеми та вдосконаленої параметричної системи управління ілюструється машинограмами, що отримані при зміні потужності навантаження в обох напрямках протягом єдиного інтервалу часу.

Список літератури

1. Cheng H., Yuan W., Wang C., Zhao Z., Hao J. A Modified Carrier-Based PWM Strategy for Common Mode Voltage Elimination and Neutral Point Voltage Balance in a Unidirectional Three-Level Converter for AC Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2024. P. 1-12. doi: 10.1109/TIE.2024.3349568.
2. Hwang D.-Y., Joo D.-M., Gu B.-G. Analysis of Inverter Loss Improvement According to Si-IGBT and SiC-MOSFET Utilization of 150kW Inverter for EV Propulsion. *Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*. 2024. 73 (1). P. 63 – 68. doi: 10.5370/KIEE.2024.73.1.63.
3. Zekun Zhang. Comparison between bridge diode rectifier and other rectifier modes. *AIP Conf. Proc.* 13 February 2019, 2073 (1). doi: 10.1063/1.5090721.
4. Yao X., Ma H., Wang J., Huang S., Zhang X. New Switching Table Direct Power Control for Three-phase Voltage Source PWM Rectifier. *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2023. 43 (16). P. 6407 – 6417. doi: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.220651.
5. Malinowski M. *Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers*. Warsaw: Warsaw University of Technology. 2001. 127 p.
6. 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.

- (IEPS). Istanbul, – Turkey. 2020. P. 273–278. doi: 10.1109/IEPS51250.2020.9263226.
7. Premkumar K., Kandasamy P., Vishnu Priya M., Thamizhselvan T., Ron Carter S.B. Three-phase rectifier control techniques: A comprehensive literature survey. *International Journal of Scientific and Technology Research*. 2020. Vol. 9. No 1. P. 3183–3188.
8. Krylov D. S., Kholod O. I. Determination of the input filter parameters of the active rectifier with a fixed modulation frequency. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2022. (4). P. 21–26. doi: 10.20998/2074-272X.2022.4.03.
9. Zhang C., Yu S., Ge X. A Stationary-Frame Current Vector Control Strategy for Single-Phase PWM Rectifier. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2019. Vol. 68. No. 3 P. 2640–2651. doi: 10.1109/TVT.2019.2895290.
10. Nandhini E., Sivaprakasam A. A Review of Various Control Strategies Based on Space Vector Pulse Width Modulation for the Voltage Source Inverter. *IETE Journal of Research*. 2022. 68 (5). P. 3187-3201. doi: 10.1080/03772063.2020.1754935.
11. Kumar R., Gupta R. A., Bhangale S. V. Vector control techniques for induction motor drive: A review. *International Journal of Automation and Control*. 2009. 3 (4). P. 284-306. doi: 10.1504/IJAAC.2009.026778.
12. Крилов Д. С., Холод О. І. Параметрична система керування трифазним активним випрямлячем з фіксованою частотою модуляції. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях.* – Харків: НТУ «ХПІ». 2022. № 4 (14). С. 11-17. doi:10.20998/2413-4295.2022.04.02.

References (transliterated)

1. Cheng H., Yuan W., Wang C., Zhao Z., Hao J. A Modified Carrier-Based PWM Strategy for Common Mode Voltage Elimination and Neutral Point Voltage Balance in a Unidirectional Three-Level Converter for AC Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, pp. 1-12, doi: 10.1109/TIE.2024.3349568.
2. Hwang D.-Y., Joo D.-M., Gu B.-G. Analysis of Inverter Loss Improvement According to Si-IGBT and SiC-MOSFET Utilization of 150kW Inverter for EV Propulsion. *Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, 2024, 73 (1), pp. 63 - 68, doi: 10.5370/KIEE.2024.73.1.63
3. Zekun Zhang. Comparison between bridge diode rectifier and other rectifier modes. *AIP Conf. Proc.* 13 February 2019, 2073 (1). doi: 10.1063/1.5090721.
4. Yao X., Ma H., Wang J., Huang S., Zhang X. New Switching Table Direct Power Control for Three-phase Voltage Source PWM Rectifier. *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*, 2023, 43 (16), pp. 6407 - 6417, doi: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.220651.
5. Malinowski M. *Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers*. Warsaw. Warsaw University of Technology. 2001. 127 p.
6. 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.

7. Premkumar K., Kandasamy P., Vishnu Priya M., Thamizhselvan T., Ron Carter S.B. Three-phase rectifier control techniques: A comprehensive literature survey. *International Journal of Scientific and Technology Research*, 2020, Vol. 9, No 1, pp. 3183–3188.
8. Krylov D. S., Kholod O. I. Determination of the input filter parameters of the active rectifier with a fixed modulation frequency. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, (4), pp. 21–26, doi: 10.20998/2074-272X.2022.4.03.
9. Zhang C., Yu S., Ge X. A Stationary-Frame Current Vector Control Strategy for Single-Phase PWM Rectifier. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, Vol. 68, No. 3, pp. 2640–2651, doi: 10.1109/TVT.2019.2895290.
10. Nandhini E., Sivaprakasam A. A Review of Various Control Strategies Based on Space Vector Pulse Width Modulation for the Voltage Source Inverter. *IETE Journal of Research*, 2022, 68 (5), pp. 3187-3201, doi: 10.1080/03772063.2020.1754935.
11. Kumar R., Gupta R. A., Bhangale S. V. Vector control techniques for induction motor drive: A review. *International Journal of Automation and Control*, 2009, 3 (4), pp. 284-306, doi: 10.1504/IJAAC.2009.026778.
12. Krylov D., Kholod O. Parametric control system of a three-phase active rectifier with a fixed modulation frequency. *Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: New solutions in modern technology*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2022, no. 4 (14), pp. 11–17, doi:10.20998/2413-4295.2022.04.02.

Відомості про авторів (About authors)

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

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

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

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Крилов Д. С., Холод О. І. Вдосконалення структури параметричної системи управління активним випрямлячем з фіксованою частотою модуляції для роботи в режимі двонаправленого потоку енергії. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». 2024. № 1 (19). С. 91-98. doi:10.20998/2413-4295.2024.01.12.

Please cite this article as:

Krylov D., Kholod O. Improvement of the structure of the parametric control system of an active rectifier with a fixed modulation frequency for operation in bidirectional energy flow mode. *Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: New solutions in modern technology*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2024, no. 1(19), pp. 91–98, doi:10.20998/2413-4295.2024.01.12.

*Надійшла (received) 03.01.2024
Прийнята (accepted) 08.03.2024*