

## Активний випрямляч з фіксованою частотою модуляції та векторною системою управління в режимі двонаправленого потоку енергії

В статті розглянуто роботу активного випрямляча-джерела напруги, що працює з фіксованою частотою модуляції в режимі двонаправленого потоку енергії, запропоновано нову структуру векторної системи управління, та отримано характеристики роботи схеми в широкому діапазоні зміни величини та знаку вихідної потужності. Розглянуті фізичні передумови функціонування силової схеми АВДН, запропонованої авторами векторної системи управління та принципи формування діючих усереднених неї сигналів в складі частотного перетворювача середньої потужності. Показано переваги нової системи управління над існуючими та отримано залежності, що демонструють коректність застосування запропонованих у статті технічних рішень. Результати математичного моделювання показали, що АВДН, який працює з фіксованою частотою модуляції та запропонованою системою управління, дозволяє підтримувати задане значення вихідної напруги та близький до синусоїди струм мережі живлення при нульовому споживанні реактивної потужності в усталеному режимі в широкому діапазоні зміни параметрів схеми та величини і знаку потужності навантаження. Бібл. 17, табл. 1, рис. 9.

**Ключові слова:** активний випрямляч, фіксована частота модуляції, векторна система управління, двонаправлений потік енергії, векторна діаграма, перетворення координат, широко-імпульсна модуляція.

**Вступ.** Частотний перетворювач є невід'ємною частиною промислових установок, що використовують у своєму складі асинхронний двигун (АД). Змінюючи діюче значення і частоту трифазної змінної напруги, що підводиться до статорних обмоток, він дозволяє реалізувати різні стратегії управління швидкістю і моментом на валу даного типу електричної машини. У діапазоні малих і середніх потужностей при живленні від промислової мережі 380-400 V найбільше поширення отримала структура перетворювача на базі автономного інвертора напруги (АІН). Вона містить дві основні складові: перетворювач трифазної змінної напруги в постійну – випрямляч і інвертор, що живиться від його вихідної напруги, виконаний, найчастіше, за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму.

Використання різних алгоритмів модуляції дозволяє такому інвертору формувати на навантаженні напругу з необхідними параметрами і регулювати їх у широких межах. Серед можливих варіантів виділяють широтно-імпульсну, частотно-імпульсну, часо-імпульсну і векторно-імпульсну модуляції [1-3], кожна з яких має свої переваги і недоліки.

Для АІН, що працюють у діапазоні малих і середніх потужностей, переважно поширення отримала широтно-імпульсна модуляція (ШІМ, PWM). Маючи відносну простоту реалізації, вона забезпечує фіксовану частоту перемикання вентилів у схемі, що істотно спрощує їх тепловий розрахунок, а також полегшує розрахунок фільтрів на виході схеми [4, 5].

Випрямлячем в розглянутій структурі може виступати трифазна мостова діодна схема. Проста і надійна, тут вона має ряд істотних недоліків: спотворює форму струму мережі живлення; не формує достатній рівень напруги на вході АІН при його роботі в режимі синусоїдальної ШІМ; не забезпечує повернення енергії з навантаження в мережу живлення [1, 6].

Сучасні вимоги до якості енергії, що споживається з промислової мережі, змушують розглядати інші топології випрямлячів, позбавлених зазначених недоліків. Серед них можна виділити діодний випрямляч з різними схемами модулів корекції коефіцієнта потужності, випрямляч за схемою Вієнна і схему активного випрямляча-джерела напруги (АВДН), вико-

нано, аналогічно АІН, за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму [1, 7, 8].

Варто зазначити, що лише схема АВДН дозволяє одночасно усунути всі недоліки, притаманні діодному випрямлячеві в структурі частотного перетворювача на основі АІН. Її ефективність буде також залежати від алгоритму модуляції, що використовується, та структури системи управління, що його реалізує. Для однакових силових схем АВДН і АІН в єдиному перетворювачі доцільно використовувати однакові алгоритми модуляції та структури систем управління, побудовані на подібних принципах.

У сучасній практиці найбільшу ефективність показали стратегії управління швидкістю і моментом на валу асинхронного двигуна, побудовані на принципах представлення струмів і напруг статора у вигляді узагальнених векторів у різних системах координат. Їх реалізують так звані «векторні» системи управління автономними інверторами [7, 9].

За аналогічним принципом можуть бути побудовані і системи управління АВДН [10-13].

**Мета роботи** – створення векторної системи управління з покращеними характеристиками для активного випрямляча-джерела напруги, що працює в режимі двонаправленого потоку енергії з фіксованою частотою модуляції.

**Силовa схема перетворювача.** На рис. 1 зображено узагальнену функціональну схему частотного перетворювача з АВДН у вхідному колі. Вона складається з наступних компонентів: АС – трифазна мережа синусоїдальної змінної напруги  $u_S$ ; індуктивність фази  $L$ , включаючи додаткові вхідні реактори; активний випрямляч АР, що виконаний за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму; ділянка постійного струму перетворювача DC з емнісним накопичувачем енергії С, що згладжує пульсації напруги та створює для навантаження режим роботи, близький за характеристиками до джерела напруги; навантаження Load, яким є АІН з ШІМ, що живить асинхронний двигун.

Фізичні процеси у кожній фазі вхідного кола АВДН аналогічні двом іншим зі зсувом на 120 електричних градусів. Розглянемо їх на прикладі еквівалентної схеми, наведеної на рис. 2.

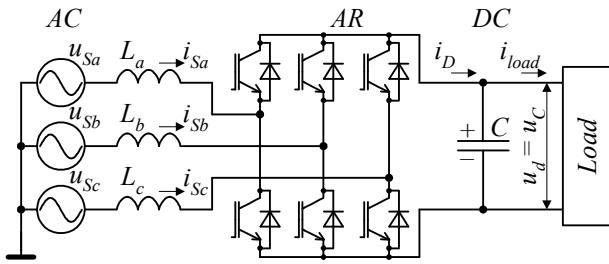


Рис. 1. Функціональна схема перетворювача з АВДН

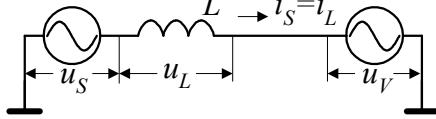


Рис. 2. Еквівалентна схема фази вхідного кола АВДН

Вона містить: джерело синусоїдальної змінної напруги фази з миттєвим значенням  $u_S$ ; миттєву фазну напругу на вході АВДН  $u_V$ , що формується, при роботі напівпровідникового комутатора схеми в режимі ШІМ, періодичним підключенням до фази мережі живлення напруги на конденсаторі ланки постійного струму  $u_C = u_d$  з різною полярністю. У результаті на періоді модуляції змінюється знак падіння напруги  $u_L$  на вхідній індуктивності фази  $L$  і динаміка струму  $i_L$ , що протікає через неї. Це дозволяє формувати необхідну форму та фазу струму джерела живлення.

Згідно із законом Кірхгофа в будь-який момент часу миттєві напруги контуру (рис. 2) будуть пов'язані між собою виразом

$$u_S = u_L + u_V. \quad (1)$$

Узагальнена векторна діаграма для вхідного кола фази АВДН при підтримці одиничного коефіцієнта потужності показана на рис. 3,а для режиму споживання енергії, і рис. 3,б – для режиму рекуперації енергії з навантаження в мережу живлення.

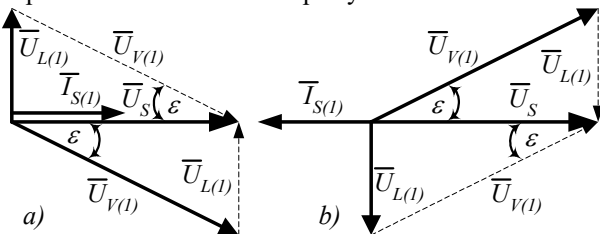


Рис. 3. Узагальнена векторна діаграма вхідного кола АВДН при одиничному коефіцієнті потужності для: а – споживання енергії навантаженням; б – рекуперації енергії з навантаження в мережу живлення.

Наявність індуктивності  $L$  надає вхідному колу АВДН властивості джерела струму, що дозволяє схемі працювати в режимі підвищувального ШІМ і підтримувати напругу на конденсаторі  $u_C = u_d$  ланки постійного струму вище напруги мережі.

Керуючи амплітудою та фазовим кутом зсуву  $\epsilon$  напруги  $u_V$ , можна керувати амплітудою та фазою струму джерела  $i_S$  за допомогою зміни падіння напруги на вхідній індуктивності  $u_L$ . При цьому середнє значення та знак струму на виході АВДН будуть пропорційні активній потужності на вході схеми. Реактивною потужністю можна керувати незалежно, зсувом струму основної гармоніки  $i_S$  щодо напруги  $u_S$ .

**Система управління.** Якщо говорити про стратегію побудови системи управління АВДН, то часто вихо-

дять із дуальної ідентичності її силових кіл зі схемою АПН у складі загального частотного перетворювача. Справді, силові схеми обох перетворювачів є абсолютно однаковими. Обидві мають загальну ланку постійного струму, що має властивості джерела напруги і власні кола трифазної змінної напруги, які, за рахунок послідовного включення в їх фази індуктивностей, мають властивості джерел струму. Обидві забезпечують двонаправлений потік енергії, тому що працюють як знижувальний ШІП при її передачі з ланки постійного струму в ланку змінного і як підвищувальний, при передачі з ланки змінного струму в ланку постійного. Отже можна використовувати концепції побудови систем управління АПН для регулювання асинхронного електродвигуна під час створення систем управління АВДН.

Основними концепціями управління асинхронним двигуном є пряме управління моментом (*Direct Torque Control – DTC*) і векторне управління з орієнтацією по полю (*Field Oriented Control – FOC*) [10, 11, 14]. Їм ставлять у відповідність стратегію прямого управління потужністю (*Direct Power Control – DPC*) і управління, орієнтоване на напругу (*Voltage Oriented Control – VOC*), що використовуються в АВДН [10, 11, 14, 15]. Кожна з них має багато варіантів виконання, які володіють власними перевагами і недоліками.

Зазначимо, що з фіксованою частотою модуляції працюють лише векторні системи управління АВДН, побудовані на базі *VOC* концепції. Вони засновані на принципі представлення узагальнених векторів струму і напруги мережі в обертових (наприклад  $d-q$ ) координатах, в яких регульовані величини є постійними сигналами, що дозволяє усунути статичні помилки управління. При цьому використовується структура роздільного управління «активною»  $i_d$  і «реактивною»  $i_q$  складовими струму мережі з використанням власних, зазвичай пропорційно-інтегральних (ПІ) регуляторів для кожного з каналів. Регулюючи  $d$ -складову струму можна керувати потоком енергії між джерелом і навантаженням, а також підтримувати необхідний рівень напруги на конденсаторі ланки постійного струму. На регулятор  $q$ -складової покладається лише функція підтримки нульового, або іншого заданого кута зсуву між струмом і напругою мережі живлення. Це повністю відповідає описаному вище принципу роботи силових кіл АВДН.

Векторні системи управління АВДН, що використовують структури роздільного управління, широко представлені в [9-14]. Їх істотним недоліком є необхідність прямого і зворотного перетворення координат узагальнених векторів струму і напруги з обчисленням тригонометричної функції їхнього кута повороту. Це ускладнює фізичну реалізацію таких систем і висуває підвищені вимоги до її елементної бази.

Можна спростити векторну систему управління АВДН, що працює з фіксованою частотою модуляції, якщо використати описаний вище принцип роботи перетворювача.

Для формування необхідної форми та фазового зсуву струму мережі  $i_S = i_L$  необхідно керувати падінням напруги на вхідній індуктивності схеми  $u_L$  за допомогою регулювання величини та фазового зсуву вхідної напруги  $u_V$ . Її перша гармоніка, у свою чергу,

повторює напругу управління на вході генератора *PWM* з деяким заданим коефіцієнтом передачі.

Представивши (1) у відносних одиницях, можна отримати вираз для визначення напруги управління *PWM* генератора, що формує задану форму струму мережі у вигляді

$$u_V^* = u_S^* - u_L^* = u_S^* - L \frac{di_L^*}{dt}, \quad (2)$$

де  $u_S^*$ ,  $u_V^*$ ,  $u_L^*$  і  $i_L^*$  – відносні напруги та струм фази вхідного кола АВДН згідно з рис. 2, для яких, як базові величини, прийняті амплітуди номінальної фазної напруги та струму джерела живлення відповідно.

Таким чином, при незмінній нарузі джерела живлення, задача системи управління зводиться до формування сигналу завдання струму фази вхідного кола АВДН з необхідними параметрами. Вирішити її можна, використовуючи описаний вище принцип роздільного регулювання.

На рис. 4 показана структурна схема запропонованої авторами векторної системи управління АВДН, що працює з фіксованою частотою модуляції.

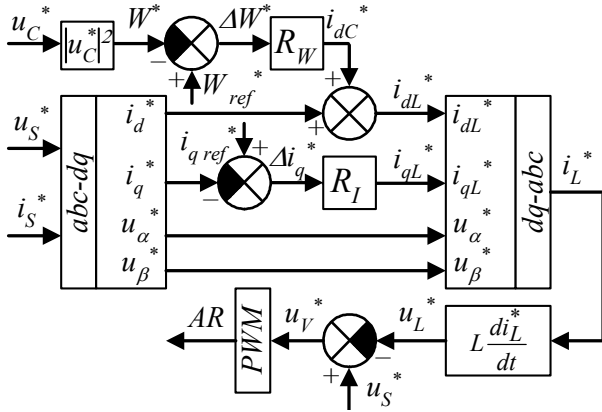


Рис. 4. Структурна схема системи управління АВДН

Миттєві значення трьох фазних струмів  $i_S^*$  і напруг  $u_S^*$  мережі живлення, приведені до відносних одиниць, подаються на блок перетворення координат *abc-dq*. У ньому з використанням матриці Кларка відбувається перетворення струмів і напруг з координат *abc* в координати *α-β* за виразами

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa}^* \\ i_{Sb}^* \\ i_{Sc}^* \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^* \\ u_\beta^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Sa}^* \\ u_{Sb}^* \\ u_{Sc}^* \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Потім відносні миттєві струми мережі перетворюються з координат *α-β* у координати *d-q*. Якщо для цього використовувати безпосередньо матрицю Парка [16], виникне необхідність вираховувати тригонометричні функції кута повороту узагальненого вектора напруги джерела живлення. Це підвищує вимоги до апаратної частини системи управління. Тому доцільно отримувати проекції узагальненого вектора струму мережі на осі *d-q* через координати узагальненого вектора напруги мережі в системі *α-β* за виразом [16]

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

У режимі повної компенсації реактивної потужності величина *q*-проекції узагальненого вектора струму мережі повинна прагнути до нуля. Ця умова справедлива як для режиму споживання енергії навантаженням, так і для режиму рекуперації енергії з навантаження в мережу живлення. Тому відносне миттєве значення *q*-складової струму мережі  $i_q^*$  порівнюється із завданням  $i_{q\text{ref}}^* = 0$ . Сигнал неузгодженості  $\Delta i_q^*$  подається на вхід ПІ-регулятора струму  $R_I$ , який формує *q*-складову сигналу завдання струму дроселя вхідного кола АВДН  $i_{qL}^*$ .

Потік енергії, що споживається або генерується навантаженням, залежить від режимів роботи самого навантаження і в структурі, що розглядається (рис. 1), контролюється системою управління АН. Тому немає необхідності вводити який-небудь додатковий регулятор *d*-складової струму мережі АВДН  $i_d^*$  в наведену на рис. 4 структуру системи управління. Цим запропонована структура відрізняється від більшості структур, побудованих на основі концепції *VOC* [9-15].

Регулятор необхідний для підтримки постійної величини напруги на конденсаторі ланки постійного струму на рівні вище амплітуди лінійної напруги джерела. Йому потрібно формувати складову  $i_{dC}^*$ , яка доповнює  $i_d^*$  в залежності від значення і напрямку енергії, що передається у перетворювачі. При цьому і сам конденсатор є накопичувачем енергії, величину якої можна визначити як

$$E_C = C \cdot u_C^2 / 2, \quad (6)$$

де  $C$  – ємність конденсатора;  $u_C$  – напруга на конденсаторі у колі постійного струму схеми (рис. 1).

Миттєва потужність у ньому, що визначається суперпозицією миттєвих активних потужностей у джерелі та навантаженні, може бути отримана як похідна від (6) за часом

$$\frac{dE_C}{dt} = \frac{C}{2} \frac{du_C^2}{dt} = P_S - P_{load}. \quad (7)$$

Вираз (7) є нелінійним відносно  $u_C$ , що ускладнює роботу регулятора. Її можна полегшити лінеаризацією зворотного зв'язку, ввівши для цього в (7) нову змінну  $W = u_C^2$ . Тоді отримаємо лінійну, відносно  $W$ , залежність

$$\frac{C}{2} \frac{dW}{dt} = P_S - P_{load}. \quad (8)$$

Тепер можна використовувати лінійний регулятор, вибираючи величину енергії в якості змінної для регулювання напруги ланки постійного струму. У ньому, згідно з рис. 4, миттєва напруга ланки постійного струму  $u_C$ , приведена до відносних одиниць номінальним амплітудним значенням лінійної напруги джерела, зводиться в квадрат і порівнюється зі зведеною в квадрат відносною заданою напругою конденсатора. Сигнал неузгодженості  $\Delta W^*$  подається на вхід ПІ-регулятора  $R_W$ , який формує сигнал  $i_{dC}^*$ , що доповнює поточну величину *d*-складової струму мережі АВДН  $i_d^*$  до необхідного рівня  $i_{dL}^*$ .

Отримані значення  $i_{dL}^*$  і  $i_{qL}^*$  разом з розрахованими раніше  $u_{\alpha}^*$  і  $u_{\beta}^*$  надходять у перетворювач координат  $dq-abc$ . У ньому відбувається зворотнє перетворення  $d-q$  складових струму в координати  $\alpha-\beta$  за виразом

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha L}^* \\ i_{\beta L}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_{\alpha}^{*2} + u_{\beta}^{*2}}} \begin{bmatrix} u_{\alpha}^* & -u_{\beta}^* \\ u_{\beta}^* & u_{\alpha}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dL}^* \\ i_{qL}^* \end{bmatrix}, \quad (9)$$

а потім з координат  $\alpha-\beta$  в координати  $abc$  за виразом

$$\begin{bmatrix} i_{aL}^* \\ i_{bL}^* \\ i_{cL}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha L}^* \\ i_{\beta L}^* \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Миттєве відносне падіння напруги на вхідному дроселі схеми  $u_L^*$  отримують як похідну від струму  $i_L^*$ , помножену на поточне значення індуктивності фази джерела. Далі, згідно (2), віднімаємо  $u_L^*$  з  $u_S^*$  і отримуємо таким чином відносна вхідна напруга  $u_V^*$  надходить на вхід  $PWM$  генератора як напруга управління.

Таким чином, запропонована авторами система управління має, порівняно з відомими, наступні переваги: знижує число регуляторів у системі до двох; не вимагає обчислення  $d-q$  складових напруги; не вимагає обчислення тригонометричних функцій у процесі перетворення координат.

**Математичне моделювання.** На рис. 5 наведено віртуальну модель перетворювача на базі АВДН, що відповідає структурі на рис. 1. Вона виконана в програмному середовищі MATLAB/Simulink.

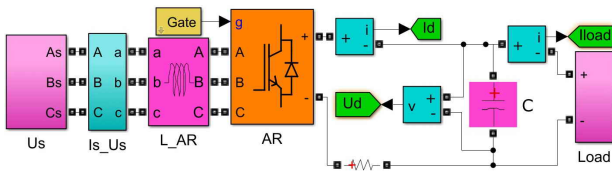


Рис. 5. MATLAB модель силових кіл АВДН

Модель має такі ж параметри, що були прийняті авторами в попередніх дослідженнях [4], а саме: джерело трифазної змінної напруги з потужністю короткого замикання 150 MVA і лінійною напругою на вході перетворювача 400 V; величина вхідної індуктивності фази прийнята рівною 400  $\mu\text{H}$ ; ємність ланки постійного струму 28 mF; АВДН працює в режимі синусоїдальної ШІМ з фіксованою частотою модуляції 4 kHz та векторною системою управління, виконаною за структурою (рис. 4). Для перевірки можливості роботи схеми з двонаправленим потоком енергії, в якості навантаження прийнята ланка з послідовним з'єднанням резистора, що обмежує максимальний струм, та джерела регульованої ЕРС. Система автоматичного управління навантаженням дозволяє підтримувати на ньому рівень споживаної потужності в діапазоні  $\pm 315$  kW, тобто до номінальної в обох напрямках.

На рис. 6 представлено MATLAB модель векторної системи управління АВДН, що виконана відповідно до структури (рис. 4) та повністю відповідає запропонованому алгоритму роботи.

Перевірка роботи моделі (рис. 5) з векторною системою управління (рис. 6) показала здатність пере-

творювача підтримувати задану напругу на виході і формувати близький до синусоїди струм джерела, що має нульовий або 180 градусний кут зсуву щодо фазної напруги у всьому діапазоні зміни потужності схеми, яку споживає чи генерує навантаження.

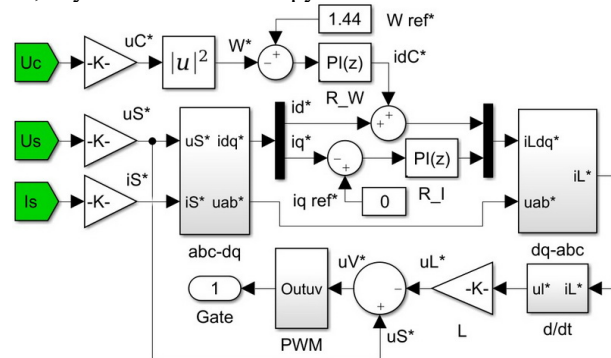


Рис. 6. MATLAB модель системи управління АВДН

На рис. 7, *a-d* наведено машинограми, що ілюструють роботу схеми та її системи управління протягом єдиного інтервалу часу у 5 с при зміні потужності навантаження в обох напрямках.

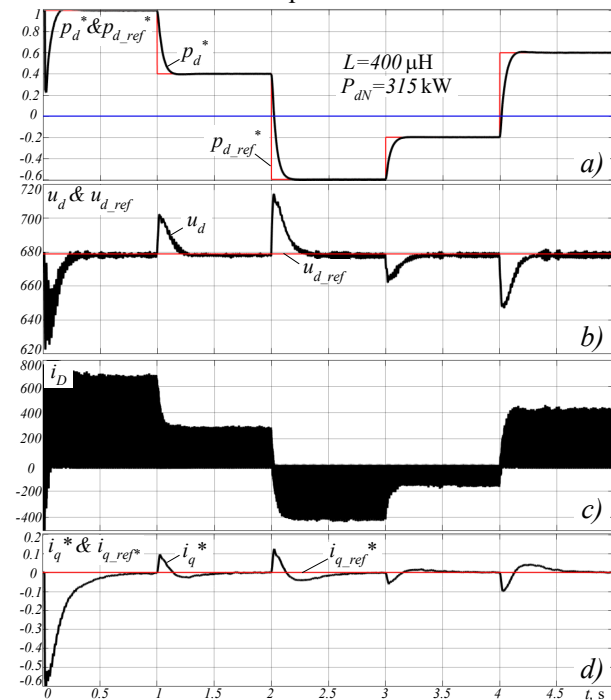


Рис. 7. Машинограми роботи схеми АВДН

На рис. 7, *a* показано поточне значення відносної миттєвої потужності навантаження і сигнал завдання, що змінюється східчасто з різною полярністю. Видно, що регулятор потужності коректно відпрацьовує завдання.

На рис. 7, *b* показаний сигнал завдання та поточне миттєве значення напруги ланки постійного струму. Видно, що в режимі, що встановився, регулятор напруги підтримує його рівень точно у відповідності з завданням, а відхилення рівня миттєвої напруги в перехідних режимах не перевищує 8 % від заданого значення. Завдання по напрузі на конденсаторі вибрано на рівні, що перевищує номінальну амплітуду лінійної напруги джерела живлення на 20 %, що при заданій лінійній напрузі живлення 400 V становить 678.8 V.

На рис. 7,с показано миттєве значення струму на виході АВДН. Видно, що воно модульовано високою частотою і змінює свою полярність при зміні знака потужності навантаження.

На рис. 7,д показано відносне миттєве значення  $q$ -складової струму мережі АВДН  $i_q^*$ . Видно, що в режимі роботи, що встановився, її величина прагне до нуля, тобто рівня, заданого регулятором, що свідчить про відсутність споживання або генерації реактивної потужності в навантаженні.

На рис. 8,а,б показані миттєві значення струму та напруги фази А в режимі споживання (рис. 8,а) та рекуперації (рис. 8,б) потужності навантаження на рівні  $\pm 180$  kW.

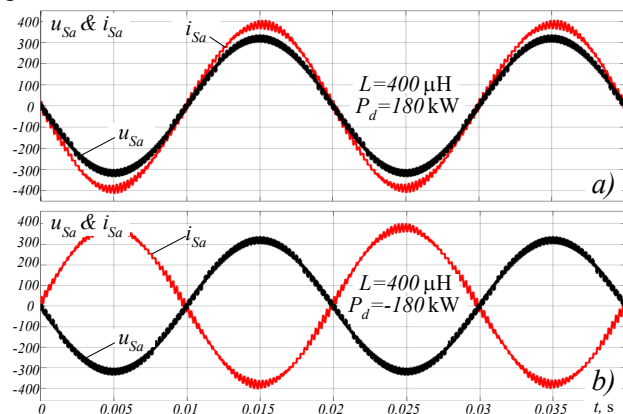


Рис. 8. Машинограми струму та напруги фази А АВДН

Видно, що фазний струм має синусоїдальну форму і знаходиться у фазі або в протифазі з напругою джерела в режимі роботи, що встановився.

Машинограми, наведені на рис. 7, 8, свідчать про коректну роботу АВДН з фіксованою частотою модуляції і запропонованою системою управління у всіх допустимих режимах роботи.

За допомогою моделі (рис. 5) отримані залежності сумарного коефіцієнта гармонійних спотворень струму ( $THD_I$ ) та напруги ( $THD_U$ ) фази на вході перетворювача від відносного значення потужності схеми, яку споживає чи генерує навантаження. Дослідження проведені для двох значень індуктивності вхідного реактора АВДН. Отримані результати наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Експериментальні дані дослідження

$P_d^*$	$THD_I, \%$		$THD_U, \%$	
	$L=200 \mu\text{H}$	$L=400 \mu\text{H}$	$L=200 \mu\text{H}$	$L=400 \mu\text{H}$
1	4.2	2.46	10.24	5.46
0.8	5.3	3.1	10.25	5.47
0.6	7.1	4.1	10.25	5.48
0.4	10.1	5.7	10.23	5.49
0.2	20.5	11.2	10.22	5.5
0	–	–	10.2	5.48
-0.2	21.8	12.2	10.16	5.46
-0.4	11.0	5.9	10.14	5.44
-0.6	7.2	3.9	10.12	5.42
-0.8	5.7	3.1	10.11	5.39
-1	4.5	2.5	10.07	5.35

За табл. 1 побудовані графічні залежності  $THD_I$  і  $THD_U$  у точці підключення перетворювача від відносного значення потужності схеми, яку споживає чи

генерує навантаження, які показані на рис. 9. Також на рис. 9 пунктирною лінією показані допустимі нормами [17] значення  $THD_I$  та  $THD_U$ , що становлять 5 % та 8 % відповідно.

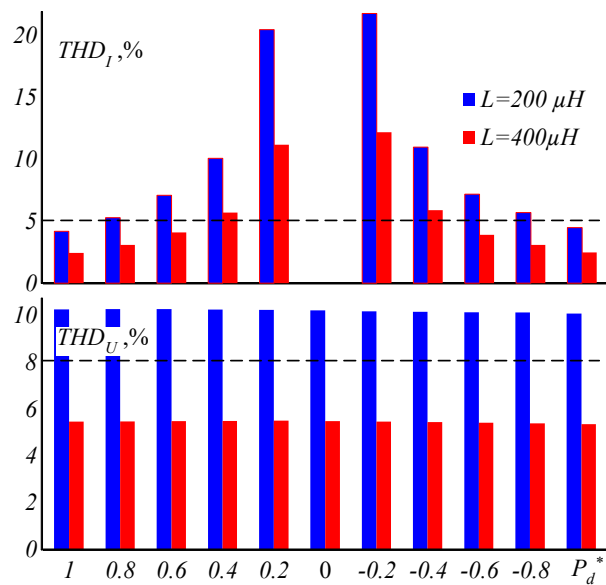


Рис. 9. Графічні залежності  $THD_I$  та  $THD_U$

З отриманих графічних залежностей (рис. 9) можна зробити висновок, що при вхідній індуктивності  $L$ , прийнятій на рівні  $400 \mu\text{H}$ , значення  $THD_I$  та  $THD_U$  відповідають встановленим нормативам в усьому діапазоні зміни потужності схеми, яку споживає чи генерує навантаження. При зменшенні величини вхідної індуктивності для отримання необхідних показників  $THD_I$  та  $THD_U$  необхідно встановлювати додатковий вхідний фільтр.

### Висновки.

1. В статті запропоновано нову векторну систему управління активним випрямлячем-джерелом напруги, що працює в режимі двонаправленого потоку енергії з фіксованою частотою модуляції. Вона забезпечує стійку та коректну роботу перетворювача та має істотні переваги в порівнянні з відомими векторними системами управління, а саме: знижує число регуляторів у системі до двох; не вимагає обчислення  $d$ - $q$  складових напруги; не вимагає обчислення тригонометричних функцій при перетворенні координат.

2. У статті докладно розглянуті фізичні передумови функціонування силової схеми та запропонованої авторами векторної системи управління АВДН з фіксованою частотою модуляції, принципи формування діючих усередині неї сигналів.

3. Математичне моделювання перетворювача з запропонованою векторною системою управління в програмному середовищі MATLAB/Simulink показало, що схема АВДН дозволяє підтримувати близький до синусоїди струм мережі живлення та задане значення вихідної напруги при нульовому споживанні реактивної потужності в усталеному режимі для широкого діапазону зміни величини та знаку потужності навантаження. Отримані машинограми дозволяють переконатися в коректності роботи силової схеми та системи управління, що забезпечує мінімальні відхилення від заданих параметрів під час перехідних процесів.

**Конфлікт інтересів.** Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Kolar J.W., Friedli T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems – Part I. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 176-198. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2197867>.
2. 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, vol. 68, no. 5, pp. 3187-3201. doi: <https://doi.org/10.1080/03772063.2020.1754935>.
3. Jalnekar R.M., Jog K.S. Pulse-Width-Modulation Techniques: A Review. *IETE Journal of Research*, 2000, vol. 46, no. 3, pp. 175-183. doi: <https://doi.org/10.1080/03772063.2000.11416153>.
4. 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, no. 4, pp. 21-26. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.03>.
5. Kim H., Sul S.-K. A novel filter design for output LC filters of PWM inverters (2011) *Journal of Power Electronics*, 11 (1), pp. 74-81. doi: 10.6113/JPE.2011.11.1.074.
6. Yazdavar A.H., Azzouz M.A., El-Saadany E.F. Harmonic Analysis of Three-Phase Diode Bridge Rectifiers Under Unbalanced and Distorted Supply. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2020, vol. 35, no. 2, pp. 904-918. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2019.2930557>.
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. Dwivedi A., Tiwari A.N. Analysis of three-phase PWM rectifiers using hysteresis current control techniques: a survey. *International Journal of Power Electronics*, 2017, vol. 8, no. 4, pp. 349-377. doi: <https://doi.org/10.1504/IJPELEC.2017.085201>.
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: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263226>.
10. Sociro T.B., Friedli T., Kolar J.W. Design and Implementation of a Three-Phase Buck-Type Third Harmonic Current Injection PFC Rectifier SR. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 4, pp. 1608-1621. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2209680>.
11. Wang Y. *Analysis of three-phase rectifier via three different control methods and switch power loss comparison*. Mankato, Minnesota State University, 2021. 93 p.
12. 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: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.05>.
13. 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: <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2895290>.
14. Liu C., Luo Y. Overview of advanced control strategies for electric machines. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2017, vol. 3, no. 2, pp. 53-61. doi: <https://doi.org/10.23919/CJEE.2017.8048412>.
15. Kumar R., Gupta R.A., Bhangale S.V. Vector control techniques for induction motor drive: a review. *International Journal of Automation and Control*, 2009, vol. 3, no. 4, pp. 284-306. doi: <https://doi.org/10.1504/IJAAC.2009.026778>.
16. Zhemerov G.G., Tugay D.V. *Coordinates transformation of general vectors of voltages and currents for a three-phase power supply system*. Kharkiv, O.M. Beketov NUUE Publ., 2020. 200 p.
17. *IEEE Std 519-2014. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, 2014, pp. 1-29. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459>.

Надійшла (Received) 05.03.2023

Прийнята (Accepted) 08.05.2023

Опублікована (Published) 02.11.2023

Крилов Денис Сергійович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
Холод Ольга Ігорівна<sup>1</sup>, к.т.н., старший викладач,  
<sup>1</sup>Національний технічний університет  
«Харківський політехнічний інститут»,  
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,  
e-mail: Denis.Krylov@khpi.edu.ua (Corresponding Author);  
Olha.Kholod@khpi.edu.ua

D.S. Krylov<sup>1</sup>, O.I. Kholod<sup>1</sup>  
<sup>1</sup>National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

**Active rectifier with a fixed modulation frequency and a vector control system in the mode of bidirectional energy flow.**

**Goal.** Creation of a vector control system with improved characteristics for an active rectifier-voltage source operating in the bidirectional energy flow mode with a fixed modulation frequency. **Methodology.** The physical prerequisites for the active rectifier - voltage source operation in the system of a medium-power frequency electric drive are considered. A vector control system with a fixed modulation frequency is constructed, the principles of forming the signals acting in it and the influence on its operation of the converter power circuit parameters and the power consumed by it are considered. Mathematical modeling of the converter with the developed control system in MATLAB/Simulink made it possible to verify the correctness of the operation of the power circuit and the control system. **Results.** A new structure of a vector control system operating with a fixed modulation frequency is proposed, and the performance characteristics of the circuit in a wide range of changes in the magnitude and sign of the output power are obtained. The advantages of the new control system over the existing ones are shown. **Originality.** The physical prerequisites for the functioning of the power scheme and the vector control system of the ARVS proposed by the authors with a fixed frequency of modulation, the principles of forming the signals operating within it are considered in detail. **Practical significance.** New structure of the vector control system operating with a fixed modulation frequency is proposed and the advantages of the new control system over the existing ones are shown. References 17, tables 1, figures 9.

**Key words:** active rectifier, fixed modulation frequency, vector control system, bidirectional energy flow, vector diagram, coordinate transformation, pulse width modulation.

#### How to cite this article:

Krylov D.S., Kholod O.I. Active rectifier with a fixed modulation frequency and a vector control system in the mode of bidirectional energy flow. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 48-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.08>