

НЕРУБАЦЬКИЙ В. П., к.т.н., доцент,
ГОРДІЄНКО Д. А., аспірант
(Український державний університет залізничного транспорту)

Регулятор вихідної напруги активного випрямляча на основі ковзного режиму

У статті наведено дослідження методів керування трифазних випрямлячів з широтно-імпульсною модуляцією, що дають змогу покращити якість електричної енергії. Розглянуто схему активного випрямляча напруги з описом електромагнітних процесів у вхідній електричній мережі. Подано систему прямого керування потужністю активного випрямляча з ковзним регулятором і спостерігачем величини вихідної напруги. Визначено параметри ковзного регулятора, що виконує функції регулювання вихідної напруги, а також регулювання величини активної та реактивної потужності, що споживається з електричної мережі. Визначено параметри спостерігача напруги мережі з алгоритмом компенсації, що забезпечує точні результати з мінімальним коливанням. Проведено імітаційне моделювання системи керування регулятора активного випрямляча, заснованого на реалізації ковзного режиму при зміні опору навантаження та зі спостерігачем навантаження за допомогою програмного середовища Matlab / Simulink. Відповідно до отриманих характеристик активний випрямляч забезпечує кращі показники якості електричної енергії з малим значенням коефіцієнта гармонічних спотворень і коефіцієнтом потужності, близьким до одиниці.

Ключові слова: активний випрямляч напруги, ковзний режим, спостерігач напруги, система керування, коефіцієнт потужності, широтно-імпульсна модуляція.

Вступ

У системах силовій електроніки, що виконують перетворення напруги зі змінної в постійну, найчастіше використовуються діодні та тиристорні перетворювачі, що мають досить погані енергетичні показники, такі як емісія реактивної потужності та вищих гармонік у мережу живлення, додаткові втрати в електричних мережах, прискорене старіння ізоляції, а також негативні впливи електромагнітних полів від ліній електропередач, викликані вищими гармоніками [1, 2].

Гармонічне забруднення являє собою явище, що веде до погіршення якості електроенергії, особливо спотворення хвилі напруги, що збільшує коефіцієнт гармонічних спотворень струму, що може перевищувати величину 30 % [3, 4]. На жаль, це значення не відповідає встановленим спеціалізованими організаціями міжнародним стандартам: IEC 61000, EN 50160 і стандарту IEEE 519, які встановлюють межі THD – 3 % для напруги та 5 % для струмів [5, 6].

Завдяки більш високим характеристикам порівняно з традиційними тиристорним або діодним випрямними мостами більшого поширення набули активні випрямлячі напруги, що дають змогу за рахунок керування широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) і наявності зворотних зв'язків вхідної напруги, вхідного струму та вихідної напруги забезпечити [7, 8]:

- формування коефіцієнта потужності, близького до одиниці;
- здатність формування синусоїдальної форми струму, що споживається з електричної мережі;
- додаткові можливості компенсації вищих гармонік і реактивної складової потужності в електричній мережі, викликаній іншими нелінійними та імпульсними навантаженнями.

Активні випрямлячі напруги використовуються в таких сферах промисловості, як перетворювачі зарядних станцій електромобілів, перетворювачі тягових підстанцій залізниць і метрополітенів, перетворювачі частоти, джерела живлення для мікроелектроніки, вітроенергетики, телекомунікаційного обладнання і т. п. [9, 10].

Постановка проблеми, аналіз досліджень і публікацій

Для покращення якості електричної енергії до трифазних випрямлячів з широтно-імпульсною модуляцією застосовано багато методів керування. У публікаціях [11, 12] наведено схеми активних випрямлячів з послідовним з'єднанням двох мостів, що працюють на одне навантаження. Перевагами цих методів керування є менші значення напруги, прикладеної до ключів, що дає змогу реалізувати перетворювач більшої потужності. Недоліками цих рішень є необхідність використання гальванічно розв'язувальних трансформаторів, що здорожчує систему і знижує загальний ККД.

У публікаціях [13, 14] наведено методи керування, орієнтовані на контроль напруги в рухомому приводі змінного струму. Методи полягають в усуненні квадратичної складової напруги, щоб забезпечити непряме та розв'язане керування потужністю. Задавання напруги для прямої і квадратичної складових генеруються регуляторами струму. Оскільки дані про положення необхідні для всіх dq -перетворень у керуванні, орієнтованому на напругу, інформація може бути отримана за рахунок вимірювання або спостереження за напругою мережі. Проте в цих методах необхідно визначати еталон складової постійного струму, тоді як еталон квадратичної складової встановлюється на нуль, щоб мати одиничний коефіцієнт потужності.

Разом із прямим керуванням обертальним моментом приводів змінного струму відомі інші методи керування випрямлячами, орієнтовані на пряме керування потужністю [15, 16]. У такому випадку можна безпосередньо керувати активною та реактивною потужністю, вибираючи відповідний стан інвертора з визначеної таблиці перемикавання. Для кожного часу вибірки відповідні вектори напруги інвертора вибираються відповідно до різниці між активною та реактивною потужністю і їхніми опорними значеннями, а також положенням вектора напруги. Задавання активної потужності забезпечується пропорційно-інтегральним регулятором для напруги в колі постійного струму, тоді як задавання реактивної потужності підтримується на нулі для забезпечення одиничного коефіцієнта потужності.

У публікаціях [17, 18] наведено методи керування на основі вимірних або розрахункових векторів напруги, при яких положення визначається за векторами напруги, а миттєві потужності розраховуються за векторами напруги і струму.

У публікаціях [19, 20] наведено методи керування на основі віртуального потоку, де

контролюючи потоки визначають положення, а миттєві потужності розраховуються з векторів струму та потоків.

Однак такі класичні прямі керування потужністю мають значні недоліки: змінна частота комутації через гістерезисні компаратори, високе значення індуктивності фільтра для отримання плавного струму, для точної оцінки потужності потрібен малий період вибірки, а його реалізація потребує наявності швидкого мікропроцесора і аналого-цифрового перетворювача через вимоги до високої частоти дискретизації [21, 22].

Для покращення класичних методів керування активних випрямлячів напруги можна використати підхід ковзного режиму, що відрізняється стійкістю до параметричних варіацій і зовнішніх збурень [23, 24]. Крім того, такий метод використовується для розроблення простих, ефективних і економічніших спостерігачів, що усуває необхідність у фізичних датчиках і знижує вартість.

Мета та завдання дослідження

Метою роботи є покращення динамічних характеристик регулятора вихідної напруги активного випрямляча за рахунок реалізації ковзного режиму та використання спостерігача навантаження, що дасть змогу більш точного регулювання напруги в колі постійного струму. Для досягнення мети було поставлено такі завдання:

- огляд класичної схеми активного випрямляча напруги з широтно-імпульсною модуляцією;
- визначення параметрів системи прямого керування потужністю активного випрямляча з ковзним регулятором і спостерігачем величини вихідної напруги;
- дослідження роботи системи керування регулятора активного випрямляча, заснованого на реалізації ковзного режиму.

Викладення основного матеріалу

Схема активного випрямляча напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Перевагою системи керування активного випрямляча напруги, заснованої на широтно-імпульсній модуляції, є реалізація значно менших частот комутацій [25, 26]. Активний випрямляч підвищує напругу, тим самим дає змогу реалізувати двонаправлену передачу потужності без зміни полярності вихідної напруги, що є суттєвою перевагою для перетворювача [27, 28]. Схему трифазного активного випрямляча напруги із ШІМ наведено на рис. 1 [29].

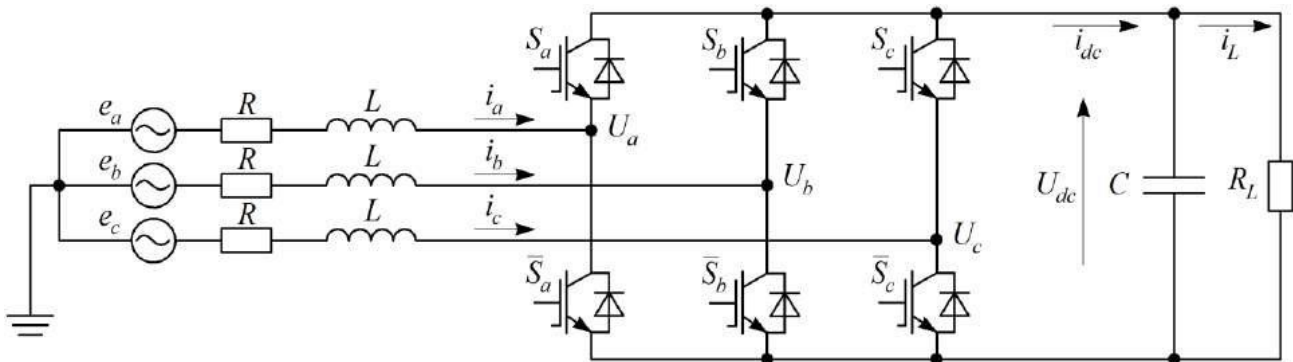


Рис. 1. Електрична схема трифазного активного випрямляча з ШІМ

На рис. 1 наведено такі позначення: e_a, e_b, e_c – електрорушійні сили у трьох фазах мережі; i_a, i_b, i_c – струми, що споживаються від трифазної мережі активним випрямлячем напруги; L – індуктивності вхідних дроселів; R – опір вхідних дроселів; U_a, U_b, U_c – потенціали, що додаються до вхідного дроселя активного випрямляча з боку транзисторного мосту; R_L – опір навантаження активного випрямляча напруги на боці постійного струму; C – ємність вихідного фільтра активного випрямляча.

На рис. 2 наведено схему заміщення фази активного випрямляча, що формує синусоїдальну форму струму, спожитого з електричної мережі.

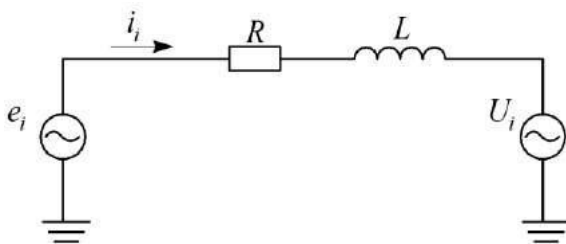


Рис. 2. Схема заміщення фази активного випрямляча

Відповідно до схеми заміщення, наведеної на рис. 2, можна розробити систему диференціальних рівнянь, що описує електромагнітні процеси у вхідній електричній мережі:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - R \cdot i_a - U_a; \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - R \cdot i_b - U_b; \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - R \cdot i_c - U_c \end{cases} \quad (1)$$

де i_i – миттєве значення струмів, що споживаються від електричної мережі;

e_i – миттєве значення напруги фаз електричної мережі;

U_i – миттєве значення потенціалу, прикладеного до вхідної індуктивності з боку силових ключів.

Диференціальне рівняння, що описує заряд вихідного конденсатора та залежність величини вихідної напруги від комутаційних станів силових ключів перетворювача, має вигляд [30]

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) - \frac{U_{dc}}{R_L}, \quad (2)$$

де S_a – сигнал керування ключами активного випрямляча $VT1$ і $VT2$;

S_b – сигнал керування ключами активного випрямляча $VT3$ і $VT4$;

S_c – сигнал керування ключами активного випрямляча $VT5$ і $VT6$.

Система прямого керування потужністю активного випрямляча напруги на основі ковзного режиму. Структурну схему трифазного активного випрямляча з ковзним регулятором і спостерігачем величини вихідної напруги наведено на рис. 3.

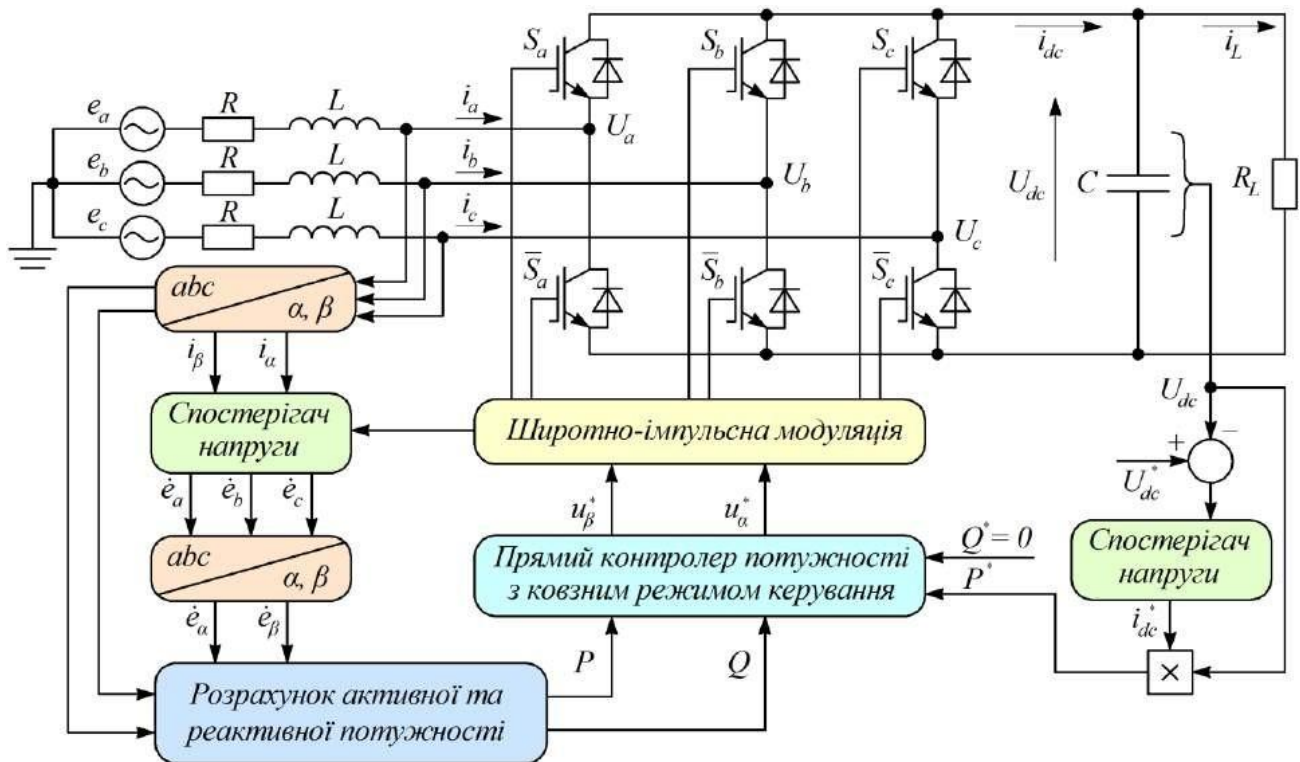


Рис. 3. Трифазний активний випрямляч напруги з системою керування, заснованою на прямому керуванні потужністю

Ковзний регулятор у наведеній структурі виконує функції регулювання вихідної напруги, а також регулювання величини активної та реактивної потужності, що споживається з електричної мережі.

Диференціальне рівняння, що визначає ковзне регулювання, має вигляд [31]

$$S(t) = \left(\lambda + \frac{d}{dt} \right)^{n-1} \cdot e(t) + K \cdot \int_0^t e(t) dt, \quad (3)$$

де K_1 – коефіцієнт підсилення системи;

e_{dc} – величина сигналу похибки регулювання вихідної напруги.

В усталеному режимі при $S_{dc} = 0$

де $e(t)$ – величина похибки між опорною величиною (сигналом завдання) і вимірним контрольованим значенням;

λ, K – константи системи, що мають бути більше одиниці;

n – відносне значення ступеня системи, що корелюється з кількістю диференціювань.

При $n = 1$ ковзне регулювання вихідної напруги активного випрямляча буде виражено через рівняння

$$S_{dc} = e_{dc} + K_1 \cdot e_{dc} = U_{dc}^* + \frac{U_{dc}}{R_L \cdot C} + K_1 \cdot (U_{dc}^* - U_{dc}) - \frac{1}{C} \cdot i_{dc}, \quad (4)$$

$$i_{dc}^* = C \cdot U_{dc}^* + \frac{U_{dc}}{R_L} + K_1 \cdot C (U_{dc}^* - U_{dc}) + K_{dc} \cdot \text{sign}(S_{dc}). \quad (5)$$

Функція $\text{sign}(S_{dc})$ замінюється функцією з насиченням, щоб мінімізувати ефект вібрації:

$$\text{sat } S_{dc} = \begin{cases} +1 & \text{якщо } S_{dc} > \gamma; \\ -1 & \text{якщо } S_{dc} < -\gamma; \\ \frac{S_{dc}}{\gamma} & \text{якщо } |S_{dc}| \leq \gamma, \end{cases} \quad (6)$$

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{e_\alpha}{L} & -\frac{e_\beta}{L} \\ e & e_\beta \\ -\frac{e}{L} & \frac{e}{L} \end{bmatrix}; \quad (11)$$

де γ – коефіцієнт згладжування системи.

Сигнали завдання активної та реактивної потужності для запропонованої системи визначаються як:

$$\begin{cases} P^* = U_{dc} \cdot i_{dc}; \\ Q^* = 0, \end{cases} \quad (7)$$

де i_{dc} – струм у колі постійного струму.

При керуванні активною та реактивною потужністю, що споживається з електричної мережі, вводяться контролери режиму ковзання, щоб гарантувати, що потужності відстежують задані бажані значення. Ковзне регулювання активної та реактивної потужностей описується як:

$$\begin{cases} \dot{S}_p = e_p + K_2 \cdot \int e_p dt; \\ \dot{S}_q = e_q + K_3 \cdot \int e_q dt; \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} e_p = P - P^*; \\ e_q = Q - Q^*, \end{cases} \quad (9)$$

де K_2 та K_3 – позитивні сталі.

Підстановка активної та реактивної складових потужності у матричну форму має вигляд [32]:

$$\dot{S}_{PQ} = F + D \cdot U; \quad (10)$$

$$U = \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix}; \quad (12)$$

$$F = \begin{bmatrix} U_\alpha \cdot i_\alpha + U_\beta \cdot i_\beta + \left(K_2 - \frac{1}{L} \right) \cdot P + \frac{1}{L} \cdot (U_\alpha + U_\beta) - P - K_2 \cdot P \\ U_\beta \cdot i_\alpha - U_\alpha \cdot i_\beta + \left(K_3 - \frac{1}{L} \right) \cdot Q - Q^* - K_3 \cdot Q^* \end{bmatrix}; \quad (13)$$

де U – узагальнений вектор напруги мережі; F – незалежний показник.

Розрахуємо спостерігач напруги вхідної мережі активного випрямляча. Рівняння динамічної моделі трифазного активного випрямляча напруги в $\alpha\beta$ -системі координат може бути виражено як:

$$\frac{di_g}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (e_g - R \cdot i_g - U_g). \quad (14)$$

Узагальнений вектор струму:

$$i_g = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T. \quad (15)$$

Узагальнений вектор напруги мережі:

$$e_g = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}^T. \quad (16)$$

Узагальнений вектор напруги перетворювача:

$$U_g = \begin{bmatrix} U_\alpha & U_\beta \end{bmatrix}^T. \quad (17)$$

Спостерігач ковзного режиму моделі можна виразити через рівняння:

$$\frac{d\hat{i}_g}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (G \cdot \text{sign}(S_g) - R \cdot \hat{i}_g - U_g), \quad (18)$$

де S_g – ковзний регулятор спостерігача струму:

$$S_g = i_g - \hat{i}_g \quad (19)$$

Розрахунковий поточний вектор струму

$$\hat{i}_g = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha & \hat{i}_\beta \end{bmatrix}^T; \quad (20)$$

$$G = \begin{bmatrix} G_1 & G_2 \end{bmatrix}^T, \quad (21)$$

де G_1, G_2 – константи, більші нуля.

Коли ковзний режим досягне режиму $\dot{S}_g = 0$, визначене (розраховане спостерігачем) значення напруги мережі може бути обчислене як

$$e_g = G \cdot \text{sign}(S_g). \quad (22)$$

Фільтр нижчих частот (ФНЧ), що також зменшує вплив явища вібрації, може використовуватися для напруги мережі

$$e_{gf} = \text{ФНЧ} \cdot (G \cdot \text{sign}(S_g)), \quad (23)$$

Відфільтроване виведення спостерігача у $\alpha\beta$ системі координат має вигляд

$$e_{gf} = \begin{bmatrix} e_{\alpha f} & e_{\beta f} \end{bmatrix}^T. \quad (24)$$

Використання фільтра нижчих частот для мінімізації вібрації спостерігача в ковзному режимі має недолік – ослаблення амплітуди сигналу, що спостерігається, і створення фазової затримки між оцінюваними сигналами [33, 34]. Щоб вирішити цю проблему, запропоновано адаптивний алгоритм для компенсації загасання, викликаного амплітудною та фазовою затримкою (рис. 4). Оскільки алгоритм нечутливий до зміни частоти напруги мережі, це підвищує точність спостереження.

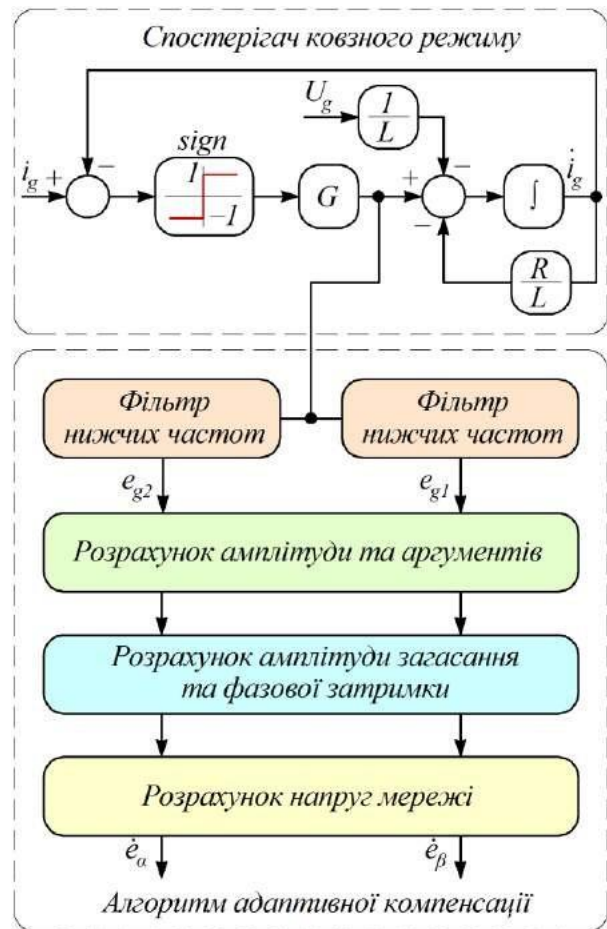


Рис. 4. Структура спостерігача напруги мережі на основі ковзного режиму

Стратегія такого алгоритму полягає у використанні в каскаді двох однакових фільтрів нижчих частот (з однаковою частотою зрізу ω_3).

$$\begin{cases} e_{g1} = \frac{\omega_3}{s + \omega_3} \cdot e_{gf}; \\ e_{g2} = \frac{\omega_3}{s + \omega_3} \cdot e_{g1}. \end{cases} \quad (25)$$

Амплітуди та аргументи виходів попередніх фільтрів можна розрахувати як

$$\begin{cases} E_1 = \|e_{g1}\|, & \theta_1 = \text{Arg}(e_{g1}); \\ E_2 = \|e_{g2}\|, & \theta_2 = \text{Arg}(e_{g2}). \end{cases} \quad (26)$$

Розрахунок амплітуди загасання та фазової затримки можна вивести як

$$\begin{cases} \Delta E = \frac{E_1}{2}; \\ \Delta \theta = \theta_1 - \theta_2. \end{cases} \quad (27)$$

Вирази для розрахункових напруг мережі з урахуванням компенсації амплітудного загасання та відхилення фази матимуть вигляд

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = E_2 \cdot \Delta E^2 \cdot \cos(\theta_2 + 2 \cdot \Delta \theta); \\ \hat{e}_\beta = E_2 \cdot \Delta E^2 \cdot \sin(\theta_2 + 2 \cdot \Delta \theta). \end{cases} \quad (28)$$

Диференціальні рівняння, що описують електричні процеси в колі постійного струму перетворювача, описуються як

$$\begin{cases} \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (S_\alpha \cdot i_\alpha + S_\beta \cdot i_\beta) - \frac{U_{dc}}{C \cdot R_L}; \\ \frac{d\hat{U}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (S_\alpha \cdot i_\alpha + S_\beta \cdot i_\beta) - \frac{d\hat{U}}{C \cdot R_{L0}} + \lambda \cdot \text{sign}(e_U), \end{cases} \quad (29)$$

де \hat{U}_{dc} – напруга в колі постійного струму;

R_{L0} – номінальне значення опору навантаження.

Похибка спостерігача напруги визначається як

$$e_U = U_{dc} - \hat{U}_{dc}. \quad (30)$$

Динамічне рівняння помилки спостерігача має вигляд

$$\frac{de_U}{dt} = \frac{dU_{dc}}{dt} - \frac{d\hat{U}_{dc}}{dt} = - \left(\frac{U_{dc}}{C \cdot R_L} - \frac{\hat{U}_{dc}}{C \cdot R_{L0}} \right) - \lambda \cdot \text{sign}(e_U), \quad (31)$$

де λ – позитивна константа, що задовольняє вимоги,

$$\lambda > \left| \left(\frac{U_{dc}}{C \cdot R_L} - \frac{\hat{U}_{dc}}{C \cdot R_{L0}} \right) \right|, \quad (32)$$

Коли ковзний режим досягне сталої часу, еквівалентне керування буде задовольняти рівняння

$$U_{dc} = \hat{U}_{dc} \Rightarrow \left(\frac{\hat{U}_{dc}}{C \cdot R_L} - \frac{U_{dc}}{C \cdot R_{L0}} \right) = U_{R,eq}, \quad (33)$$

де $U_{R,eq}$ – величина еквівалентного спостерігача.

Її оцінка може бути згенерована фільтрацією нижчих частот,

$$\hat{U}_{R,eq} = \Phi_{НЧ} \cdot (\lambda \cdot \text{sign}(e_U)). \quad (34)$$

Отже, значення опору навантаження може бути визначене як

$$R_L = - \frac{C \cdot \hat{U}_{R,eq}}{U_{dc}} + R_{L0}. \quad (35)$$

Отримане значення i є вихідним сигналом спостерігача опору навантаження активного випрямляча.

Імітаційне моделювання трифазного активного випрямляча з системою автоматичного керування на базі ковзного режиму. Для оцінювання ефективності запропонованого алгоритму прямого керування потужності, заснованого на підході ковзного режиму, було проведено імітаційне моделювання за допомогою програмного середовища Matlab / Simulink.

Параметри трифазного випрямляча з ШІМ наведено в таблиці.

Параметри трифазного активного випрямляча

Параметр	Значення
Частота мережі f , Гц	50
Напруга мережі U , В	220
Сигнал задавання вихідної напруги U_{dc}^* , В	600
Вхідна індуктивність L , Гн	$16 \cdot 10^{-3}$
Активний опір електричної мережі R , Ом	0,1
Ємність вихідного конденсатора C , мкФ	1100
Опір навантаження R_L , Ом	40...80
Частота ШІМ f_P , кГц	15

Моделювання здійснювалося за таких умов: з вимірюванням напруги мережі за допомогою датчика напруги на інтервалі 0...1,5 с, а потім з використанням спостерігача ковзного режиму на інтервалі 1,5...3 с. Профіль змінного навантаження активного випрямляча наведено на рис. 5.

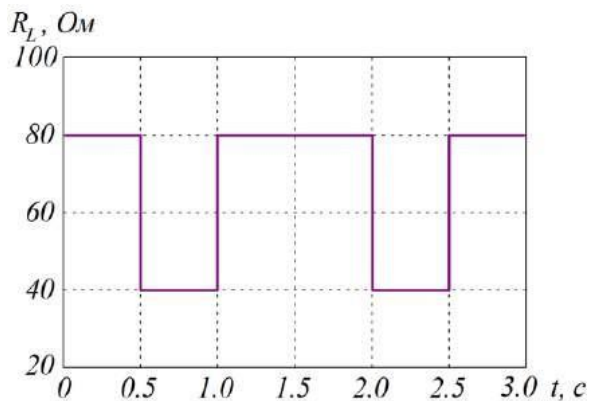


Рис. 5. Зміна опору навантаження

Відхилення вихідної напруги активного випрямляча при зміні величини опору навантаження наведено на рис. 6.

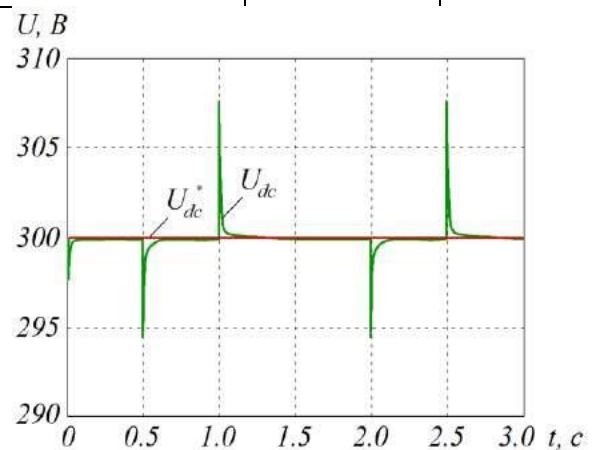


Рис. 6. Відхилення вихідної напруги

За наявності завад напруга в колі постійного струму відповідає заданому еталонному значенню 300 В, що вважається задовільним у моменти зміни навантаження.

На рис. 7 наведено зміну активної та реактивної складових потужності, що споживаються з електричної мережі, при зміні опору навантаження активного випрямляча.

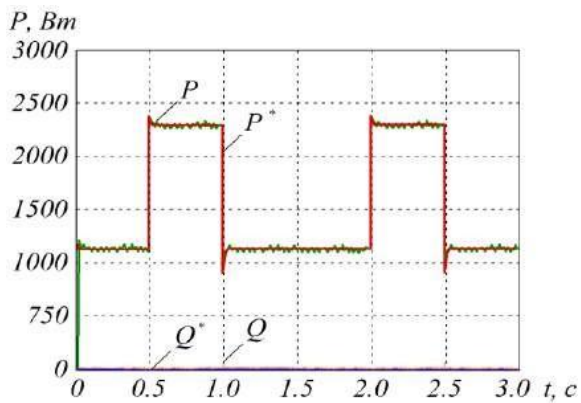


Рис. 7. Відхилення активної та реактивної потужності

З рис. 7 видно, що реактивна потужність має нульове значення, що гарантує коефіцієнт потужності,

близький до одиниці, тому струм і напруга завжди знаходяться у фазі.

Незалежно від робочих умов введення спостерігача напруги в момент часу 1,5 с дає хороші результати, а розрахункова напруга мережі не показує загасання амплітуди або фазової затримки порівняно з фактичним сигналом.

Моделювання також проводилося в розімкненому контурі, щоб продемонструвати переваги спостерігача, пов'язаного з подвійними фільтрами нижчих частот і алгоритмом компенсації. Як видно з рис. 8, 9, похибки в амплітуді та фазі дуже помітні, коли спостерігач використовує один фільтр нижчих частот на інтервалі 0...0,5 с. На інтервалі 0,5...1 с вводиться система з урахуванням подвійних фільтрів нижчих частот і алгоритму компенсації. Можна помітити, що амплітудне загасання та фазова затримка можуть бути скомпенсовані.

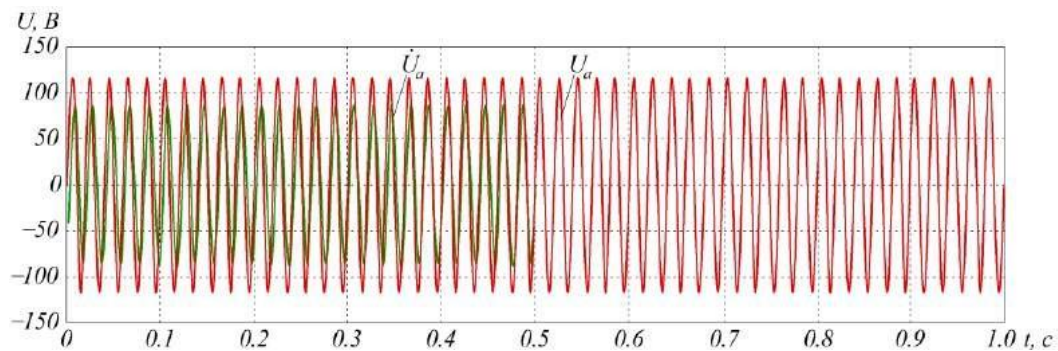


Рис. 8. Робота спостерігача вхідної напруги

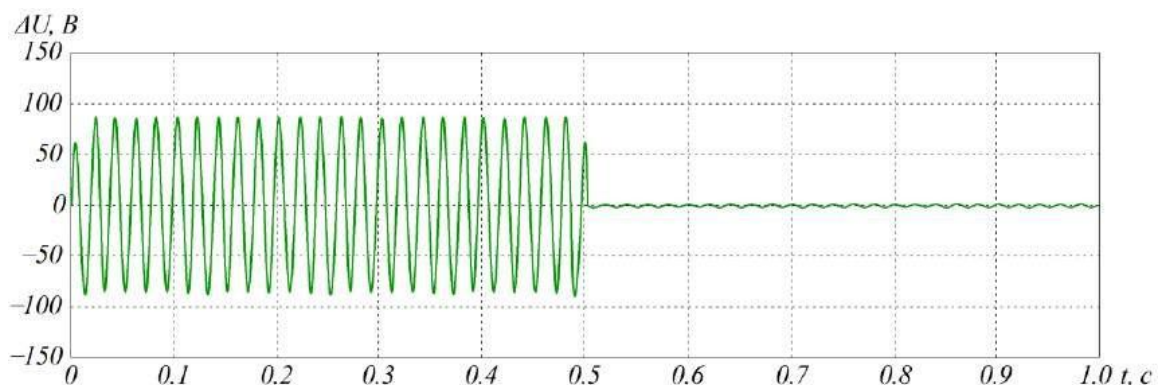


Рис. 9. Похибка спостерігача вхідної напруги

На рис. 10 показано, що спостерігач точно оцінює зміну навантаження. При цьому значення похибки є досить малим, що показано на рис. 11.

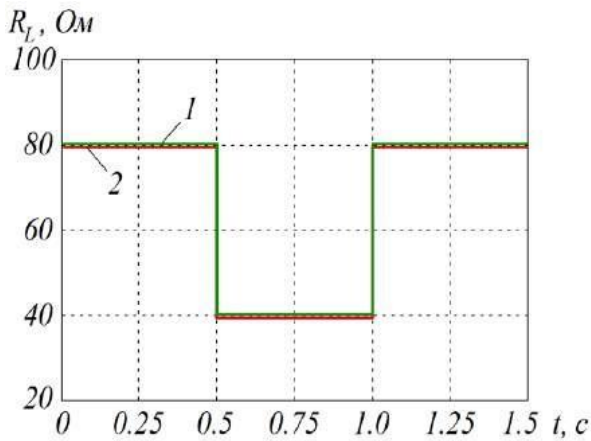


Рис. 10. Спостерігач опору навантаження:

1 – реальне значення; 2 – розраховане значення

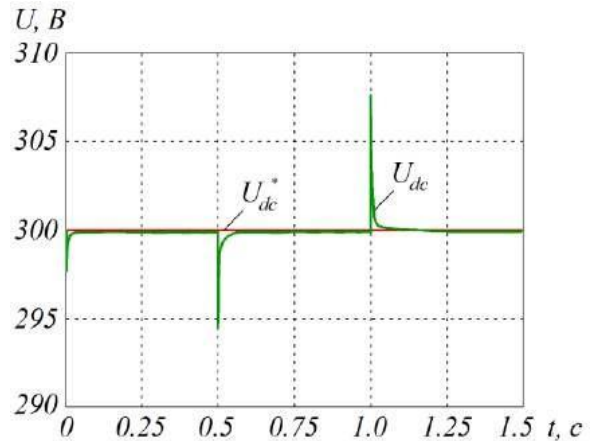


Рис. 12. Осцилограми вихідної напруги при зміні величини опору навантаження

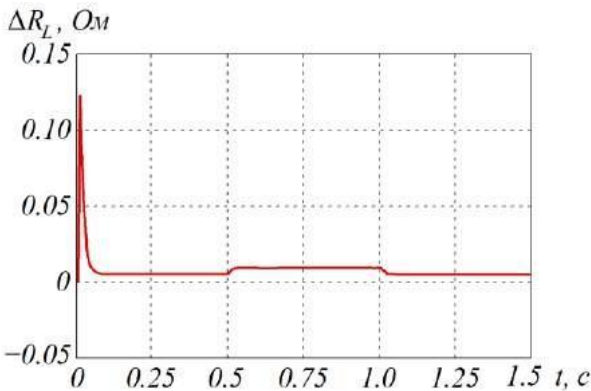


Рис. 11. Значення похибки спостерігача опору навантаження

На рис. 12 наведено осцилограми вихідної напруги, виміряної в колі постійного струму, що точно відповідає еталонному значенню.

На рис. 13 наведено величини активної та реактивної складових потужності (сигнал задавання та реальне значення) при зміні опору навантаження. При такій швидкій динаміці значення відстежуються без перерегулювання.

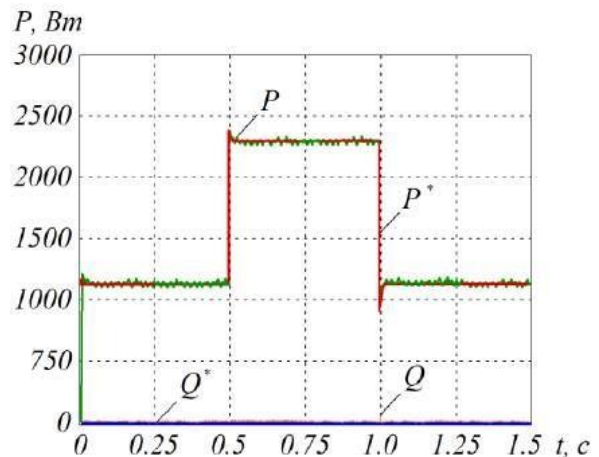


Рис. 13. Зміна миттєвих величин активної та реактивної складових потужності

Висока якість струму мережі підтверджується коефіцієнтом потужності, значення якого близьке до одиниці (рис. 14).

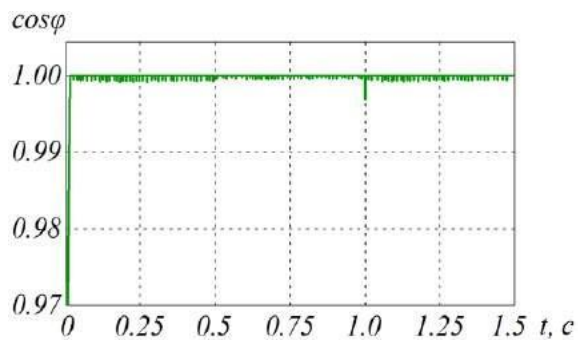


Рис. 14. Значення коефіцієнта потужності

Що стосується якості електроенергії як в умовах роботи спостерігача напруги мережі, так і без нього, то коефіцієнт гармонічних спотворень THD становить 1,13, що менше 5 % відповідно до міжнародних стандартів.

Висновки і рекомендації щодо подальшого використання

На підставі проведених досліджень можна зробити такі висновки:

– розглянуто класичну схему активного випрямляча напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Відповідно до схеми заміщення наведено систему диференціальних рівнянь, що описують електромагнітні процеси у вхідній електричній мережі;

– визначено параметри системи прямого керування потужністю активного випрямляча напруги на основі ковзного режиму. Для наведеної структурної схеми трифазного активного випрямляча з ковзним регулятором і спостерігачем величини вихідної напруги керування потужністю відсутня необхідність у таблиці перемикачів ключами, тим самим зменшується складність такого керування. Ковзний регулятор у розглянутій структурі виконує функції регулювання вихідної напруги, а також регулювання величини активної та реактивної складових потужності, що споживається з електричної мережі;

– подано роботу системи керування регулятора активного випрямляча, заснованого на реалізації ковзного режиму при зміні опору навантаження та зі спостерігачем навантаження. Спостерігач напруги мережі з урахуванням ковзного режиму разом з алгоритмом компенсації забезпечує точні результати з мінімальним коливанням, на відміну від одного фільтра нижчих частот. Активний випрямляч забезпечує кращі показники якості електричної енергії зі значенням THD менше 5 % і коефіцієнтом потужності, близьким до одиниці.

Статтю підготовлено в рамках проведення дослідження за держбюджетною темою «Розробка наукових основ підвищення енергетичної ефективності та покращення якості електроенергії в електричних мережах» (державний реєстраційний номер 0121U109440).

Список використаних джерел

1. Дослідження точності моделювання втрат потужності в силових діодах і транзисторах / В. П. Нерубацький, О. А. Плахтій, Д. А. Гордієнко та ін. *Збірник наукових праць Українського державного університету залізничного транспорту*. 2023. Вип. 203. С. 73–87. DOI: 10.18664/1994-7852.203.2023.277905.
2. Zhu K., Deng F., Chen S., Hou J., Abulanwar S., Ufa R. An AC-side start-up scheme for thyristor-based modular multilevel converters. *2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. 2022. P. 1426–1431. DOI: 10.1109/PEAC56338.2022.9959105.
3. Godoy M. P., Uberti V. A., Abaide A., Guidali G. D., Prade L. R., Keller A. L. Identifying and reducing harmonic distortion in an industrial uninterruptible power supply system. *2020 6th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*. 2020. P. 34–39. DOI: 10.1109/EPECS48981.2020.9304969.
4. Nerubatskyi V., Hordiienko D. Analysis of the control system of a wind plant connected to the AC network. *Power engineering: economics, technique, ecology*. 2023. No. 1. P. 87–91. DOI: 10.20535/1813-5420.1.2023.276028.
5. Nerubatskyi V., Plakhtii O., Hordiienko D., Khoruzhevskyi H. Simulation of surge protection according IEC 61000-4-5. *International scientific journal «Industry 4.0»*. 2019. Vol. 4, Issue 6. P. 293–296.
6. Cho N., Lee H., Bhat R., Heo K. Analysis of harmonic hosting capacity of IEEE Std. 519 with IEC 61000-3-6 in distribution systems. *2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia)*. 2019. P. 730–734. DOI: 10.1109/GTDAsia.2019.8715918.
7. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Hordiienko D. Efficiency analysis of DC-DC converter with pulse-width and

- pulse-frequency modulation. 2022 *IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. 2022. P. 571–575. DOI: 10.1109/ELNANO54667.2022.9926762.
8. Chen X., Batarseh I. A fixed switching frequency dual-input LLC converter with PWM controlled semi-active rectifiers for PV applications. 2021 *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2021. P. 320–326. DOI: 10.1109/APEC42165.2021.9487039.
9. Nerubatskyi V. P., Plakhtii O. A., Hordiienko D. A. Increasing the energy indicators of converters of electric vehicle charging stations. *Збірник наукових праць Українського державного університету залізничного транспорту*. 2023. Вип. 204. С. 124–137. DOI: 10.18664/1994-7852.204.2023.284153.
10. Ballo A., Grasso A., Privitera M. Demystifying regulating active rectifiers for energy harvesting systems: a tutorial assisted by Verilog-A models. *IEEE Access*. 2023. Vol. 11. P. 43891–43908. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3272504.
11. Purgat P., Bandyopadhyay S., Qin Z., Bauer P. Power flow decoupling controller for triple active bridge based on fourier decomposition of transformer currents. 2020 *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2020. P. 1201–1208. DOI: 10.1109/APEC39645.2020.9124006.
12. Zhang J., Liu J., Yang J., Zhao N., Wang Y., Zheng T. A modified DC power electronic transformer based on series connection of full-bridge converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2019. Vol. 34, No. 3. P. 2119–2133.
13. Rajendran G., Vaithilingam C., Mison N., Naidu K., Ahmed M. Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations. *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 50798–50809. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3068653.
14. Soyed A., Kadri A., Hassnaoui O., Bacha F. Voltage oriented control of indirect matrix converter applied to wind energy conversion system using PMSM generator. 2020 *7th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. 2020. P. 790–795. DOI: 10.1109/CoDIT49905.2020.9263781.
15. Jamil Asghar M. S. Digital control of thyristor switched reactors using discontinuous phase controlled switching. 2020 *IEEE International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*. 2020. P. 394–398. DOI: 10.1109/GUCON48875.2020.9231064.
16. Jamil Asghar M. S. Discontinuous phase controlled (DPC) converters for charging of batteries of electrical vehicles. 2020 *IEEE International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*. 2020. P. 665–670. DOI: 10.1109/GUCON48875.2020.9231082.
17. Lamterkati J., Khafallah M., Ouboubker L., Aziz E. Comparison of DPC methods using two-level and three-level rectifiers. *International Journal of Science and Research (IJSR)*. 2015. Vol. 4. P. 2477–2488.
18. Yousefi-Talouki A., Zalzar S., Pouresmaeil E. Direct power control of matrix converter-fed DFIG with fixed switching frequency. *Sustainability*. 2019. Vol. 11, No. 9. 2604. DOI: 10.3390/su11092604.
19. Haque M. M., Wolfs P., Alahakoon S. Active power flow control of three-port converter for virtual power plant applications. 2020 *IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*. 2020. P. 1–6. DOI: 10.1109/PESGRE45664.2020.9070350.
20. Abdelateef M. M., El-Hay E. A., Elkholy M. M. Recent trends in wind energy conversion system with grid integration based on soft computing methods: comprehensive review, comparisons and insights. *Arch Computat Methods Eng*. 2023. Vol. 30. P. 1439–1478. DOI: 10.1007/s11831-022-09842-4.
21. Najafzadeh M., Ahmadihangar R., Husev O., Roasto I., Jalakas T., Blinov A. Recent contributions, future prospects and limitations of interlinking converter control in hybrid AC/DC microgrids. *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 7960–7984. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3049023.
22. Manganaro G. An introduction to high sample rate nyquist analog-to-digital converters. *IEEE Open Journal of the Solid-State Circuits Society*. 2022. Vol. 2. P. 82–102. DOI: 10.1109/OJSSCS.2022.3212028.
23. Komurcugil H., Biricik S., Bayhan S., Zhang Z. Sliding mode control: overview of its applications in power converters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*. 2021. Vol. 15, No. 1. P. 40–49. DOI: 10.1109/MIE.2020.2986165.

24. Fallaha C., Saad M., Ghommam J., Kali Y. Sliding mode control with model-based switching functions applied on a 7-DOF exoskeleton arm. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*. 2021. Vol. 26, No. 1. P. 539–550. DOI: 10.1109/TMECH.2020.3040371.
25. Guo Y., Liu M., Fang X., Li Z., Zhang X. Model predictive control for three-phase PWM rectifier with active power decoupling circuit under unbalanced grid voltages. *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. 2019. P. 1–5. DOI: 10.1109/PRECEDE.2019.8753277.
26. Plakhtii O., Nerubatskyi V., Hordiienko D., Sushko D., Syniavskiy A., Shelest D. Thermal-powerloss approximation method for determination of efficiency in semiconductor devices. *2022 IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. 2022. P. 456–461. DOI: 10.1109/ELNANO54667.2022.9926756.
27. Hashemzadeh S., Rostami R., Marzang V., Hosseini S. Direct power control of PWM three-phase rectifier using the predictive method: aims to reduce THD. *2020 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. 2020. P. 1–5. DOI: 10.1109/ICEE50131.2020.9261070.
28. Zhemerov G. G., Krylov D. S. Concept of construction of power circuits of a multilevel modular converter and its transistor modules. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2018. No. 6. P. 26–32. DOI: 10.20998/2074-272X.2018.6.03.
29. Нерубацький В. П., Плахтій О. А., Машура А. В., Гордієнко Д. А., Варв'янська В. В. Синтез регулятора вихідної напруги активного чотириквadrантного випрямляча. *Збірник наукових праць Українського державного університету залізничного транспорту*. 2021. Вип. 198. С. 131–144. DOI: 10.18664/1994-7852.198.2021.256643.
30. Jadli U., Mohd-Yasin F., Moghadam H., Nicholls J., Pande P., Dimitrijević S. The correct equation for the current through voltage-dependent capacitors. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. P. 98038–98043. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2997906.
31. Guo K., Yang M., Li X., Shi P., Wang P. Research on a new adaptive integral sliding mode controller based on a small BLDC. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. P. 73204–73213. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3188665.
32. Feng S., Lei J., Zhao J., Chen W., Deng F. Improved reference generation of active and reactive power for matrix converter with model predictive control under input disturbances. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 97001–97012. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2929792.
33. Zenteno-Torres J., Cieslak J., Davila J., Henry D. Sliding mode control with application to fault-tolerant control: assessment and open problems. *Automation*. 2021. Vol. 2, No. 1. P. 1–30. DOI: 10.3390/automation2010001.
34. Jin S., Lv Z., Xiong X., Yu J. A chattering-free sliding mode filter enhanced by first order derivative feedforward. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. P. 41175–41185. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2976737.
- Nerubatskyi V., Hordiienko D. The regulator of the output voltage of the active rectifier based on the sliding mode. Active voltage rectifiers are used in such areas of industry as converters of electric car charging stations, converters of traction substations of railways and subways, frequency converters, power sources for microelectronics, wind energy, telecommunications equipment. The article provides a study of control methods of three-phase rectifiers with pulse-width modulation, which allow improving the quality of electricity. The classical scheme of an active voltage rectifier with a description of electromagnetic processes in the input electrical network is considered. According to the substitution scheme, a system of differential equations describing electromagnetic processes in the input electrical network is given. The parameters of the system of direct power control of the active voltage rectifier based on the sliding mode are determined. For the given block diagram of a three-phase active rectifier with a sliding regulator and an observer of the output voltage value, the power control eliminates the need for a switch table, thereby reducing the complexity of such control. The sliding regulator performs the functions of regulating the output voltage, as well as regulating the amount of active and reactive power consumed from the electrical network. A sliding mode mains voltage monitor along with a compensation algorithm provides accurate results with minimal fluctuation. Simulation of the control system of the active rectifier regulator, based on the implementation of the sliding mode when the load resistance changes and with the load observer using the Matlab / Simulink software, was carried out. According to the obtained characteristics, the active rectifier provides better indicators of the quality of electrical energy with a

small value of the total harmonic distortion and a power factor close to unity.

Keywords: active voltage rectifier, sliding mode, voltage monitor, control system, power factor, pulse width modulation.

Надійшла 24.07.2023 р

Нерубацький Володимир Павлович, кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна. E-mail: NVP9@i.ua.

ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-4309-601X>.

Гордієнко Денис Анатолійович, аспірант кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна. E-mail: D.Hordiienko@i.ua.

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0347-5656>.

Nerubatskyi Volodymyr, PhD, Associate Professor, Associate Professor of Department of Electrical Energetics, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: NVP9@i.ua.

ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-4309-601X>.

Hordiienko Denys, postgraduate of Department of Electrical Energetics, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: D.Hordiienko@i.ua.

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0347-5656>.