

ЗБІЛЬШЕННЯ ШВИДКОДІЇ КОНТУРУ СЛІДКУВАННЯ ЗА НАПРУГОЮ НАКОПИЧУВАЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ТРИФАЗНОГО ПАРАЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА

К.І. Денисенко, І.С. Кутрань, В.О. Лесик, Т.В. Мисак*, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, Україна, 03057
e-mail: kutran@gmail.com

Розглядається керування трифазним паралельним активним фільтром, який інжектуює компенсуючий струм до розподіленої мережі електропостачання, наслідком наявності нелінійного навантаження в якій є спотворення параметрів електроенергії. Фільтр складається з напівпровідникового інвертора напруги на повністю керованих ключах, ємнісного накопичувача та притлумлюючої RL-ланки. Проведено декомпозицію об'єкта дослідження за темпами рухів динамічної системи. Двовимірна поверхня ковзання є лінійною комбінацією компонентів двовимірних векторів похибки компенсаційного струму та першої похідної похибки цього струму. Для збільшення швидкодії процесу слідкування за постійною напругою накопичувального конденсатора ланки постійного струму використано модифікований алгоритм скручування, який забезпечує асимптотичну стійкість. Задля уникнення впливу збурення у вигляді гармонічних компонентів випрямленої напруги на параметри компенсуючого струму, контури керування постійної напруги та струму зв'язано з використанням фільтра Чебишева другого роду. Для підтвердження теоретичних припущень побудовано імітаційну модель та проаналізовано результати цифрових експериментів. Виконано порівняння запропонованої стратегії з традиційним ПІ-регулюванням за критеріями тривалості перехідного процесу та коефіцієнтом гармонічних спотворень у струмі, який споживається з мережі. Бібл. 24, рис. 5.

Ключові слова: паралельний активний фільтр, ковзний режим, поверхня ковзання, компенсаційний струм, швидкодія.

Вступ. З початку 21-го століття в світі спостерігається значне зростання як кількості нелінійних навантажень, так і їх „якості” з точки зору генерування ними несинусоїдних струмів, які призводять до значного погіршення показників якості електроенергії в електроенергетичних системах. У першу чергу до таких „шкідників” слід віднести напівпровідникові перетворювачі різних видів. Вони стійко демонструють свої можливості з впливу на інші перетворювачі в цій самій мережі таким чином, що все частіше їхня групова робота стає неможливою саме внаслідок значного перевищення рівнів допустимих завад та спотворень як в локальних сегментах мереж, так і в глобальному масштабі. Окрім того, струми, які генеруються нелінійними навантаженнями, здійснюють дуже несприятливий вплив на майже будь-яке обладнання, під'єднане до цієї ж мережі, в першу чергу на косинусні конденсатори, трансформатори та двигуни змінного струму, спричиняючи додаткові втрати, перегрів та перевантаження. Більш високочастотні гармонічні складові несинусоїдних струмів здатні ефективно генерувати завади лініям зв'язку, розподіленим вимірювальним системам, медичному та науковому обладнанню [1–4].

Гармонічні викривлення в розподілених системах генерації та споживання можуть бути притлумлені за допомогою пасивної та активної фільтрації. Добре відомо, що пасивна фільтрація є досить ефективним засобом притлумлення, якщо динаміка генерування спотворень невелика, тобто у разі усталеного характеру процесів у мережі. Але пасивні фільтри погано пристосовані для боротьби зі спотвореннями, параметри яких змінюються стохастично і достатньо швидко. Тому їхня ефективність знижується одночасно зі зростанням кількості нелінійних навантажень класу „напівпровідниковий перетворювач”, до яких у першу чергу слід віднести діодні та тиристорні випрямлячі, тиристорні регулятори напруги, електроприводи постійного та змінного струмів, і навіть групові споживачі типу „офісні приміщення”, які навантажуються різноманітною електронною технікою. Зростаюча кількість нелінійних навантажень, які підключаються до мережі споживача стохастично, інжектуючи струми спотворення нестійкого гармонічного складу, вимагає збільшення швидкості реакції фільтруючого обла-

днання на спотворення з такими характеристиками [1–4].

Паралельні активні фільтри (ПАФ) залишаються найбільш ефективним та дієвим технічним рішенням, спрямованим на нівелювання негативного впливу нестатичних нелінійних навантажень, наявних у мережі споживача, на показники якості електроенергії в цій мережі. До суттєвих переваг ПАФ у порівнянні з пасивними фільтрами слід віднести здатність не тільки боротися з гармоніками струму та можливість компенсації реактивних струмів, але й відсутність явищ резонансного характеру, які можуть виникати внаслідок роботи пасивних фільтрів. Задачам побудови керування ПАФ та їх окремим аспектам продовжує присвячуватись достатньо велика кількість публікацій [1, 5, 6]. Для керування силовими перетворювачами трифазних ПАФ у багатьох конфігураціях широко застосовуються системи керування (СК), побудовані з використанням як новітніх альтернативних методів, таких як фаззі-логік, вейвлет або нейронно-мережових, так і майже класичних, як то просторово-векторна широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), одно- та двотактне керування, ковзні режими [5, 6].

Постановка задачі. Силу схему електричну системи, яка складається з IGBT-інвертора з RL-фільтром на виході та накопичувальним конденсатором, лінійної мережі живлення обмеженої потужності й нелінійного навантаження, наведено на рис. 1, де прийняті такі позначення: L_{gi} , L_{Li} , L_{fi} , R_{gi} , R_{Li} , R_{fi} ($i=a,b,c$) – індуктивності та активні опори мережі живлення, нелінійного навантаження та фільтра відповідно; E_i , U_{gi} – миттєві значення ЕРС та напруг мережі; I_{gi} , I_{Li} , I_{fi} – струми мережі, нелінійного навантаження та вихідний струм ПАФ; I_n , I_d – струми в ланках постійного струму нелінійного навантаження та ПАФ; C_n , C_{fc} – ємності в ланках постійного струму нелінійного навантаження та ПАФ; U_{dc} – постійна напруга на фільтровому конденсаторі ПАФ.

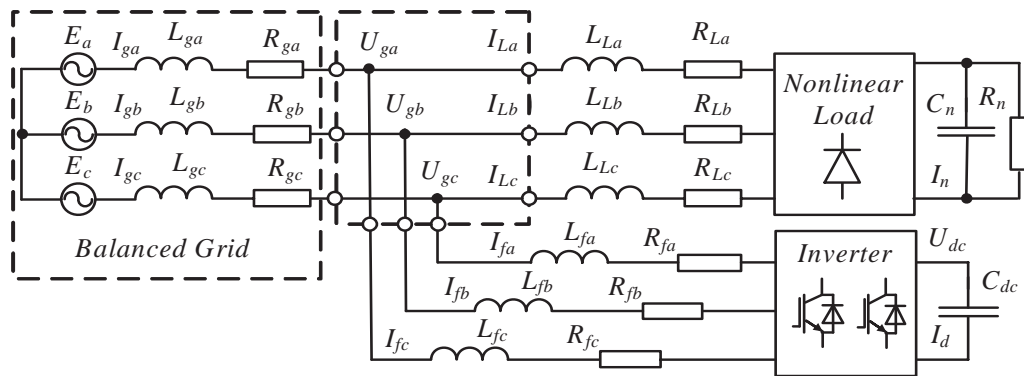


Рис. 1

При побудові СК ПАФ необхідно вирішувати такі задачі: генерування задання струму компенсації з бажаними параметрами; формування ПАФ-ом цього компенсаційного струму, який інжектуватиметься в мережу; підтримання такої величини U_{dc} , яка необхідна для формування струму [4].

Якщо вважати, що не всі змінні стану схеми на рис. 1 доступні для вимірювання, то в загальному випадку для конструювання системи керування (СК) ПАФ потрібно вимірювати в реальному часі залежно від обраної стратегії керування величини U_{gi} , I_{gi} , I_{Li} , I_{fi} , U_{dc} , I_d та частоту мережі ω , параметри навантаження та мережі живлення вважаються невідомими, а параметри R_f , L_f та C_{dc} ПАФ – відомі. Тому такі СК можна віднести до класу комбінованих, керування в яких відбувається як за відхиленнями, так і за вимірюваними збуреннями. Блок-схема однієї з можливих структур такої СК ПАФ скалярного типу має загальний вигляд, який зображено на рис. 2, де прийнято такі позначення: $abc \rightarrow \alpha\beta$ та $\alpha\beta \rightarrow abc$ – ланки перетворення координат; $abc \rightarrow \omega t$ – ланка визначення кутового розташування просторового вектора напруги U_g ; фільтр небажаних збурень у сигналі Δi_{ref} складової задання струму, а також показано регулятори струму та величини постійної напруги; релейні елементи з гістерезисною характеристикою, які формують сигнали IGBT-ключами інвертора.

Однією з вимог до контуру керування постійною напругою ланки, з якої формується амплітуда Δi_{ref} однієї зі складових сигналу задання струму, є мінімальний рівень (або повна

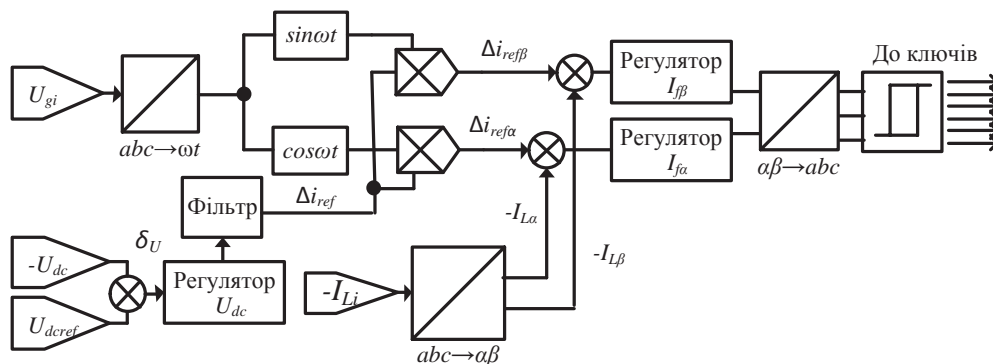


Рис. 2

відсутність) у цьому сигналі компонентів перехідних процесів, разом і гармонік фундаментальної частоти ω (частоти мережі) [7]. Частково такі вимоги щодо підтримання U_{dc} можна задовольнити збільшенням ємності конденсатора C_{dc} . Проте значне збільшення ємності C_{dc} не є прийнятним шляхом, оскільки у цьому випадку значно зростають масогабаритні показники ПАФ. Вважається також, що ключовим параметром, за допомогою якого можна вплинути на розмах пульсації модуляційної складової напруги в точках приєднання ПАФ до мережі, є індуктивність RL -фільтра. Збільшення L_{fi} дозволяє зменшити величину відхилення, проте при цьому відповідно знижується номер найвищої гармоніки струмів нелінійного навантаження, які ПАФ здатен компенсувати. Окрім цього, сповільнюється швидкодія ПАФ, а досягнення компромісу не завжди є можливим або прийнятним з точки зору збільшення масогабаритних показників ПАФ.

Оскільки характеристики контуру керування напругою безпосередньо впливають на швидкість реакції ПАФ на стрибкоподібну зміну навантажень, то, окрім широко розповсюдженого ПІ-регулятора [8, 9], застосовуються й інші технічні рішення [5–7], переваги та недоліки яких відомі. Окрім традиційного контролера з гладеньким ПІ-регулятором напруги, застосовуються контролери з розривним керуванням [10, 11]. Застосування ковзного режиму першого порядку при відслідковуванні напруги на конденсаторі здатне збільшити швидкодію ПАФ [12]. Величина U_{dc} має бути достатньою для того, щоб умови існування ковзного режиму в контурі струму виконувались у всій робочій області системи живлення. На відміну від ідеальних умов, за яких вважається, що амплітуда U_{dc} змінюється доволі повільно, в реальних системах ця напруга не може бути ідеально згладженою, оскільки енергія з ємності C_{dc} використовується для компенсації спотворень від нелінійного навантаження та підтримки коефіцієнта потужності. Хоча в середньому похибка напруги $\delta_U = U_{dcref} - U_{dc}$ в усталеному режимі є величиною незначною у порівнянні з U_{dcref} , у ній можуть мати місце збурення, обумовлені характером навантаження. Тому для притлумлення паразитних складових збурення, наявних у вихідному сигналі регулятора U_{dc} , у різних технічних рішеннях застосовуються додаткові інтегратори, одно- та дволанкові фільтри першого порядку, резонансні ланки або фільтри більш складної структури [13, 14], наявність яких враховується при імітаційному моделюванні та експериментальних дослідженнях.

Мета роботи полягає в побудові такої стратегії керування ПАФ, яка забезпечує підтримання одиничного коефіцієнта потужності та мінімізує вплив нелінійного навантаження на гармонічний склад струму, який споживається з мережі живлення, зберігаючи при цьому високу швидкодію та точність, притаманні системам керування, що розроблені з використанням методів теорії систем зі змінною структурою (ковзних режимів).

Розв'язок. Компенсуючі струми, які інжектуються ПАФ, можуть бути описані за допомогою системи диференціальних рівнянь (СДР) у системі координат $\alpha\text{-}\beta$:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{g\alpha} \\ U_{g\beta} \end{bmatrix} + \frac{U_{dc}}{L_f} \begin{bmatrix} u_{f\alpha} \\ u_{f\beta} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де $I_{f\alpha,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора компенсаційного струму; $U_{g\alpha,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора напруги мережі живлення; $R_f=R_\alpha=R_\beta$, $L_f=L_\alpha=L_\beta$ – активний опір та

індуктивність на виході інвертора ПАФ; $u_{f\alpha,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора керування, які внаслідок наявності ключового перетворювача природно є розривними.

Зважаючи на те, що миттєві величини струмів, наявні в індуктивностях фільтра, використовуються для утримання такого рівня постійної напруги U_{dc} , який дозволяє генерувати компенсаційні струми необхідної амплітуди, для ланки постійного струму ПАФ є справедливим рівняння

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} I_d = \frac{1}{C_{dc}} \begin{vmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{vmatrix}^T \begin{vmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{vmatrix}, \quad (2)$$

де $u_{c\alpha,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора керування, які не тотожні $u_{f\alpha,\beta}$ з (1).

Оскільки фазові швидкості в СДР (1) та (2) істотно відрізняються, при синтезі керування можна вдатись до принципу декомпозиції рухів [15, 16] з використанням природних властивостей об'єкта, в т.ч. за допомогою розривного керування [16]. В основі такого підходу лежить розділення вектора змінних стану на групи компонентів та послідовне їхнє використання в якості керуючих впливів. Задачу прямої компенсації збурень внаслідок наявності нелінійного навантаження виконує контур слідкування за струмом з керуванням $u_{f\alpha,\beta}$, а задачу підтримання умов існування ковзного режиму в СДР (1) виконує керування $u_{c\alpha,\beta}$.

Синтез регулятора напруги. Зарадити проблемі, яка виникає внаслідок суперпозиції в змінній I_d компенсуючого струму та струму заряду накопичувального конденсатора, може підхід, який використано в [17] для регенеративного випрямляча. Цей підхід полягає в ініціюванні ковзного режиму другого порядку для стабілізації U_{dc} шляхом введення алгоритмів «скручування» або «подвійного скручування» (в англійській літературі вони отримали назви Twisted та Super Twisted Algorithms, скорочено STA [18–20] або STW).

Задля збільшення швидкодії базового варіанта регулятора з алгоритмом подвійного скручування [18, 21] доповнимо його доданком $-\eta \delta_U$. Модифікований таким чином алгоритм матиме вигляд

$$\Delta i_{ref} = -\lambda |\delta_U|^{1/2} \text{sign}(\delta_U) + v - \eta \delta_U; \quad \frac{dv}{dt} = -\alpha \text{sign}(\delta_U), \quad (3)$$

і за виконання умов $|\Delta i_{ref}| \leq \gamma$, $1 + \gamma_1 < \gamma$, $\eta \cdot |\delta_U| \leq \gamma_1$ та $\eta, \gamma > 0$ забезпечує асимптотичну стійкість у метриці похибки $|\delta_U| + |d\delta_U/dt|$ ковзного режиму другого порядку [21].

Синтез регулятора струму. Оскільки від характеристик керування струмом значною мірою залежить загальна ефективність роботи ПАФ, то існує досить велика кількість технічних рішень [22], переваги та недоліки яких відомі. Вибір тієї чи іншої стратегії керування контуром струму буде обумовлений пріоритетністю вимог до характеристик ПАФ. Примусове введення ковзного режиму здатне забезпечити високу швидкодію [23] при слідкуванні за компенсаційним струмом, тому введемо двовимірний вектор його похибки звичним чином $\delta_{\alpha,\beta} = I_{fref\alpha,\beta} - I_{f\alpha,\beta}$, $I_{fref\alpha,\beta}$ – задання двохкоординатного вектора компенсаційного струму ПАФ. Хоча в системі з одноланковим RL -фільтром можна забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок ковзних режимів першого порядку, використовуючи лише відхилення вихідної координати [23], вважається, що більш складна поверхня ковзання здатна поліпшити характеристики контуру струму. Враховуючи це припущення, вираз для двовимірної поверхні ковзання в підпросторі похибок можна записати в системі координат α - β у вигляді лінійної комбінації похибки та її похідної

$$S_{\alpha,\beta} = \delta_{\alpha,\beta} + \tau_1 \dot{\delta}_{\alpha,\beta}, \quad (4)$$

де τ_1 – стала, яка визначає бажану швидкодію реакції на збурення та точність відпрацювання.

Оскільки бажаний вектор компенсаційного струму можна визначити як

$$\begin{vmatrix} I_{fref\alpha} \\ I_{fref\beta} \end{vmatrix}^T = \begin{bmatrix} \Delta i_{ref} \cos \omega t - I_{L\alpha} \\ \Delta i_{ref} \sin \omega t - I_{L\beta} \end{bmatrix}^T,$$

де Δi_{ref} – амплітуда задання струму, за рахунок якої формується U_{dc} таке, що $|U_{dc}| > 3/2 \cdot \text{sup}|U_g|$; ω – кругова частота мережі, з урахуванням принципу декомпозиції за темпами рухів у системі, якщо припустити, що U_{dc} змінюється набагато повільніше, ніж I_f , можна виключити похідні компонент задання з формули (4), що дасть можливість записати:

$$S_{\alpha} = \delta_{\alpha} - \tau_1 (\omega \Delta i_{\beta} - \dot{I}_{L\alpha}); \quad S_{\beta} = \delta_{\beta} + \tau_1 (\omega \Delta i_{\alpha} + \dot{I}_{L\beta}), \quad (5)$$

де $\Delta i_{\alpha} = \Delta i_{ref} \cos \omega t$, $\Delta i_{\beta} = \Delta i_{ref} \sin \omega t$ відповідно.

У електричній схемі (рис. 1) немає можливості безпосереднього вимірювання компонент $\dot{I}_{L\alpha, \beta}$, а ідеальна операція взяття похідної щодо сигналів струму не може бути реалізована фізично [24], тому, щоб не переходити до дискретних систем, використовують наближені формули, найпростіший вигляд однієї з яких на інтервалах неперервності можна описати таким рівнянням:

$$\frac{d}{dt} I_{L\alpha, \beta} \approx \frac{\tau_2}{\tau_1} \left(1 + \tau_2 \int I_{L\alpha, \beta} dt \right)^{-1}, \quad (6)$$

де $\tau_2 \gg \tau_1 > 0$ – константа, яку в ε -околі точки розриву слід замінити сталою τ_2/ε , $\tau_1 > \varepsilon > 0$.

Після цього застосуємо стратегію прямого керування [13], яка передбачає вимірювання та використання $I_{L\alpha, \beta}$ замість $I_{g\alpha, \beta}$ і перепишемо (1) з урахуванням переходу до струму мережі $I_{g\alpha, \beta} = I_{L\alpha, \beta} - I_{f\alpha, \beta}$ у векторно-матричному вигляді

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} = a_{31} \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} + a_{32} \begin{bmatrix} F_{\alpha}(t) \\ F_{\beta}(t) \end{bmatrix} + |u_f|, \quad (7)$$

де $a_{31} = -(R_f + R_g)/(L_f + L_g)$, $a_{32} = 1/(L_f + L_g)$, $F_{\alpha\beta}(t) = (E_{g\alpha, \beta} + R_f I_{L\alpha, \beta} + L_f \dot{I}_{L\alpha, \beta})$ – збурення, яке є обмеженим, $u_f = -a_{32} U_{dc} [\text{sign}(S_{\alpha}), \text{sign}(S_{\beta})]^T$.

У результаті отримуємо рівняння виду

$$S_{\alpha} = \delta_{\alpha} - \tau_1 \left(\omega_2 \Delta i_{\beta} - \frac{\tau_2}{\tau_1} \left(1 + \tau_2 \int I_{L\alpha} dt \right)^{-1} \right); \quad S_{\beta} = \delta_{\beta} + \tau_1 \left(\omega_2 \Delta i_{\alpha} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \left(1 + \tau_2 \int I_{L\beta} dt \right)^{-1} \right), \quad (8)$$

що дає можливість використання поверхні ковзання (8) замість (5) та дає змогу уникнути застосування операції прямого обчислення похідної, яка в ідеалі не може бути реалізована фізично [24], а для програмної реалізації навіть сучасними цифровими сигнальними процесорами є вкрай „неприємною”.

Результати моделювання. Оскільки синтез регуляторів проводиться за припущень ідеальності СК та силової схеми, необхідна перевірка належного функціонування системи за умов, які враховують динамічні неідеальності. Для цього розроблено імітаційну модель системи з ПАФ, на якій проведено цифрове імітаційне моделювання. На рис. 3–5 наведено приклади результатів цифрового моделювання для таких параметрів силової частини системи:

- трифазна мережа живлення напругою $U_{\phi} = 230\text{В}$ та частотою 50 Гц, індуктивність та активний опір якої обчислюються, виходячи зі струмів КЗ $I_{K3} = 2\text{ кА}$ та $\cos \varphi_{K3} = 0.1$;
- задання напруги $U_{dcref} = 690\text{ В}$ з допустимою похибкою $|\delta_U| \leq \gamma_1 = 0.1$;
- ємність конденсатора обчислюється, виходячи з величин номінального нелінійного навантаження, або береться серійною $C_{dc} = 3300\text{ мкФ}$;
- вихідний фільтр з дроселем, падіння напруги на якому не перевищує 8 % (50 Гц) та номінальним струмом 32 А (індуктивністю $L = 1.8\text{ мГн}$ та опором $R = 0.06\text{ Ом}$);
- параметри лінійного RL -навантаження вираховуються, виходячи з заданих величин повної потужності 10 кВА на номінальній напрузі та частоті мережі з $\cos \varphi = 0.5$, і дорівнюють $R = 31.74\text{ Ом}$, $L = 5.85\text{ мГн}$;
- параметри активного R -навантаження вираховуються, виходячи з заданих величин повної потужності 10 кВА, на номінальній напрузі дорівнюють $R = 14.49\text{ Ом}$;
- параметри нелінійного навантаження відповідають ПЧ DANFOSS з $P_{nom} = 7.5\text{ кВт}$;
- коефіцієнт несиметрії $U_n/U_p \ll 0.1$.

Параметри СК та налаштування коефіцієнтів регуляторів:

- $\lambda = \sqrt{2}$, $\alpha = \sqrt{2}/C_{dc}$, $\tau_2 = 48\omega$, $\tau_1 = 1/36\omega$;
- фільтр Чебишева II-роду з частотами $\omega_1 = 5\omega$, $\omega_2 = 7\omega$ та атенюацією -40дБ на частоті 6ω .

Для порівняння наведено результати для традиційного ПІ-регулятора з налаштуваннями, які наближають процес до аперіодичного ωC_{dc} , $C_{dc}/4\omega^2$, пропорційної та інтегральної частини відповідно.

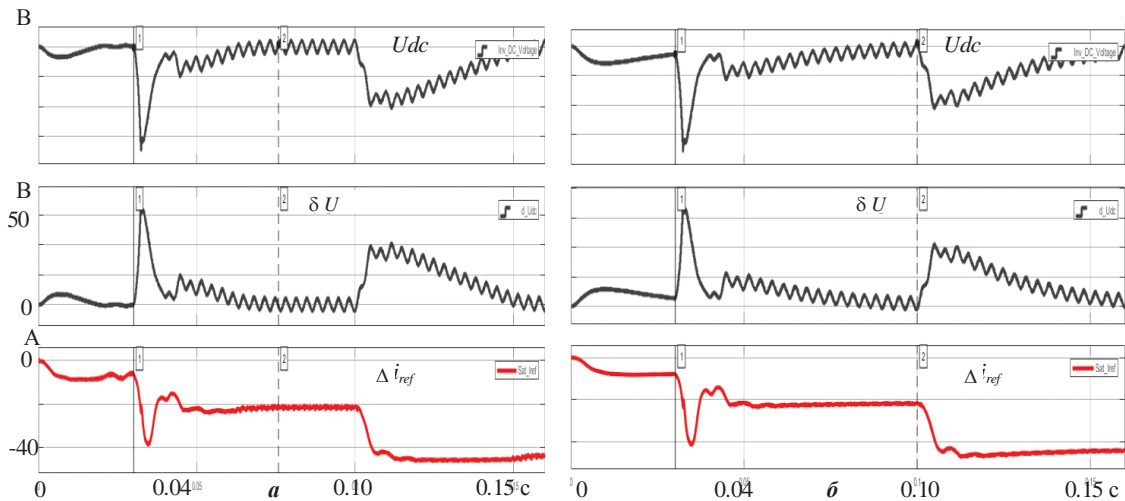


Рис. 3

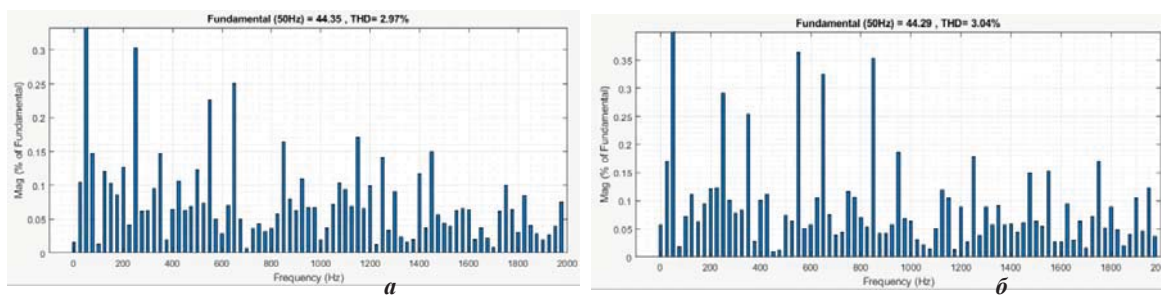


Рис. 4

На рис. 3 *a* наведено графіки напруги U_{dc} , похибки напруги δU , сигнал виходу регулятора Δi_{ref} з керуванням (4) на трьох інтервалах: $[0, 0.03]$ с – лінійне RL -навантаження, на інтервалі $[0.03, 0.11]$ с – вмикається нелінійне навантаження, а на $[0.11, 0.16]$ с до них додається активне R -навантаження. На рис. 3 *б* графіки для тих самих змінних для СК з традиційним ПІ-регулятором. У обох випадках слідкування за струмом відбувається з використанням поверхонь ковзання (8). На рис. 3 в напрузі U_{dc} помітні паразитні гармонічні складові з частотою ω_0 , які вже відсутні на виході регулятора (сигнал Δi_{ref}).

Дослідження за допомогою імітаційної моделі підтвердили, що СК з асимптотичним алгоритмом скручування показує більшу швидкість, ніж традиційний ПІ-регулятор.

На рис. 4 наведено спектральний склад струму мережі після завершення перехідного процесу при роботі традиційного ПІ-регулятора (*a*) та запропонованого керування (5) (*б*) у випадку комбінованого навантаження (нелінійне та лінійне RL -навантаження).

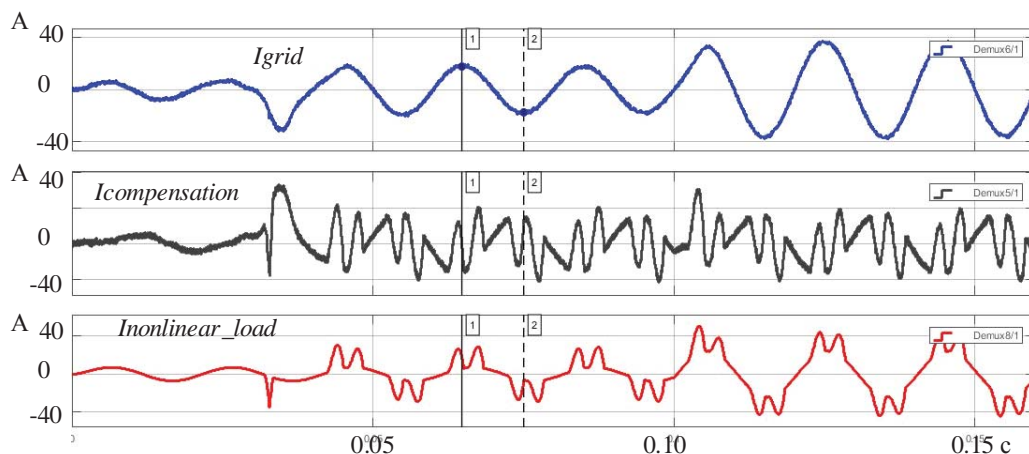


Рис. 5

На рис. 5 наведено отримані графіки струму мережі, компенсаційного струму та струму нелінійного навантаження для запропонованого керування (5) та ковзного режиму в контурі струму з поверхнями ковзання (8).

Збільшення швидкодії ПАФ на майже 40 % призвело до збільшення THD на величину 0.07 %, проте знизило амплітуди 5-ї та 7-ї гармонік у порівнянні з ПІ-регулятором, змістивши максимум у бік 11-ї та 17-ї.

Висновки. Підтверджено теоретичне припущення, що примусове введення в систему керування ПАФ ковзного режиму здатне підвищити швидкодію порівняно з регуляторами, які мають гладеньку характеристику. Показано можливість реалізації стратегії слідкування за компенсаційним струмом, в якій для обчислення поверхні ковзання використовується похибка струму та її похідна, визначена за спрощеною формулою. Використання фільтра Чебишева другого роду мінімізувало вплив наявних у реальній системі паразитних гармонічних складових фундаментальної частоти в напрузі на накопичувальному конденсаторі на задання та формування компенсаційного струму. Показано, що застосування алгоритму асимптотичного скручування на базі ковзного режиму другого порядку в контурі слідкування за напругою не генерує неочікуваних коливальних процесів, властивих регуляторам з ковзними режимами першого порядку.

Робота фінансувалась за рахунок цільової програми наукових досліджень НАН України на тему «Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії» (шифр «Нова енергетика»), що виконується за розпорядженням Президії НАН України від 24.04.2019 № 277. Дог. № Н.Е.3.2-19/196-19 від 02 травня 2019 року. Державний реєстраційний номер роботи 0119U001628.

1. Akagi, H. Modern active filters and traditional passive filters. BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES. 2006, Vol. 54, No. 3. Pp.255-269. [http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/\(54-3\)255.pdf](http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf)
2. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
3. Luis Morán, Juan Dixon, Ch.41 - Active Filters, Power Electronics Handbook (Third Edition), Butterworth-Heinemann, 2011. Pp. 1193–1228. DOI:[10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0).
4. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI:[10.1002/9781118922064](https://doi.org/10.1002/9781118922064).
5. Zhang S., Li D., Wang X. Control Techniques for Active Power Filters, 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, 2010. Pp. 3493–3498. DOI:[10.1109/ICECE.2010.850](https://doi.org/10.1109/ICECE.2010.850).
6. Nirmale S.S. , Mahaddalkar S. Review of Control Strategies for Active Power Filters. *Int. Journ. of Inn. Res. in Electrical, Electronics, Instr. and Cont. Eng.* NCAEE 2017 National Conf. on *Advances in El. Eng.* NMAM Institute of Technology, Nitte. April 2017. Vol. 5, Sp. Iss. 2. Pp. 12–16. DOI:[10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03](https://doi.org/10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03).
7. Boum A.T., Djidjio Keubeng G.B., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, *Systems Science & Control Engineering*, 2017. Vol. 5. Iss. 1. Pp. 535–543. DOI:[10.1080/21642583.2017.1405372](https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372).
8. Gadgune S., Karvekar S., Patil D. Implementation of shunt active power filter using sliding mode controller. 2014. DOI:[10.1109/ICCPCT.2014.7054756](https://doi.org/10.1109/ICCPCT.2014.7054756).
9. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. May, 2015. No 3. DOI:[10.6113/JPE.2015.15.3.763](https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763).
10. Kushal B., Seema D. A Novel DC-Link Voltage Control Strategy for Shunt Active Power Filters using Sliding Mode Controller. *International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering*, Sep. 2018, Vol. 6, Iss. 9.
11. Benchouia M. T., Ghadbane I., Golea A., Srairi K., and Benbouzid M. H. Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers Based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter. *In Energy Procedia*. 2014. Elsevier Ltd. 50:504–11. DOI:[10.1016/j.egypro.2014.06.061](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.061).
12. Rajesh P., Kamalakanta M., Ratnam K.V. Real time implementation of sliding mode based direct and indirect current control techniques for shunt active power filter. *WSEAS Transactions on Systems and Control*. 2015. Vol. 10. Pp. 186–197.
13. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller. *IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI:[10.1109/COMPEL.2012.6251726](https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726).
14. Teodorescu M., Ștefan D., Stanciu, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. *Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2012. Pp. 9–13.
15. Юркевич В.Д. Синтез нелинейных систем с ШИМ в канале управления на основе метода разделения

- движений. Доклады ТУСУР. 2012. №1-1 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynyh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy> (дата звернення: 24.01.2020).
16. Дракунов С.В., Изосимов Д.Б., Лукьянов А.Г., Уткин В.А., Уткин В.И. Принцип блочного управления. *Автоматика и телемеханика*. 1990. № 5. С. 38–47. *Autom. Remote Control*, 51:5. 1990. Pp. 601–608. URL: <https://www.mathnet.ru/links/bd8f096b2b67d10c1b9adbf7fab6efe6/at5365.pdf>
 17. Wensheng L., Vazquez Sergio, Liu J., Wu L., Franquelo L. Second-order sliding mode control of power converters using different disturbance observers for DC-link voltage regulation. 2017. Pp. 8685–8690. DOI: [10.1109/IECON.2017.8217526](https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217526).
 18. Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, *International Journal of Control*, 58:6, 1993. Pp. 1247–1263. DOI: [10.1080/00207179308923053](https://doi.org/10.1080/00207179308923053).
 19. Shtessel Y., Taleb M., Plestan F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. *Automatica*. 48. 2012. Pp. 759–769. DOI: [10.1016/j.automatica.2012.02.024](https://doi.org/10.1016/j.automatica.2012.02.024).
 20. Kamal S., Chalanga A., Moreno J., Fridman L., Bandyopadhyay B. (2014). Higher Order Super-Twisting Algorithm. DOI: [10.1109/VSS.2014.6881129](https://doi.org/10.1109/VSS.2014.6881129).
 21. Емельянов С.В., Коровин С.К., Левантовский Л.В. Новый класс алгоритмов скольжения второго порядка. *Математическое моделирование*. 1990. Т.2, No 3. С. 89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>.
 22. Papan Dey, Saad Mekhilef. Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis *AUTOMATIKA* 56, 2015. Vol. 1. Pp. 42–54. DOI: [10.7305/automatika.2015.04.572](https://doi.org/10.7305/automatika.2015.04.572).
 23. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. Москва: Наука, 1981. 368 с.
 24. Емельянов С.В., Коровин С.К. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности. Москва: Наука. Физматлит, 1997. 352 с.

УДК 621.314.58

УВЕЛИЧЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ КОНТУРА ОТСЛЕЖИВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НАКОПИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ТРЕХФАЗНОГО ПАРАЛЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

К.І. Денисенко, І.С. Кутрань, В.О. Лесик, Т.В. Мысак, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

Рассматривается управление трехфазным параллельным активным фильтром, который инжектирует компенсационный ток в сеть потребителя, имеющей искажения параметров электроэнергии вследствие наличия нелинейной нагрузки. Фильтр состоит из полупроводникового инвертора напряжения, емкостного накопителя и однозвенного RL-фильтра. Проведена декомпозиция объекта исследования по темпам движений динамической системы. Двумерная поверхность скольжения является линейной комбинацией компонентов двумерных векторов погрешности тока RL-фильтра и двумерной переменной, полученной путем введения в систему скользящего режима второго порядка, при возникновении которого эта переменная становится эквивалентом первой производной погрешности тока. Для стабилизации постоянного напряжения накопителя использован модифицированный алгоритм скручивания, обеспечивающий асимптотическую устойчивость. Во избежание влияния возмущений в виде гармонических компонентов выпрямленного напряжения на параметры компенсирующего тока контуры управления постоянного напряжения и тока связаны между собой с использованием фильтра Чебышева второго рода. Для подтверждения теоретических выводов построена имитационная модель и проанализированы результаты цифровых экспериментов. Выполнено сравнение предложенной стратегии с традиционным ПИ-регулированием по критериям продолжительности переходного процесса и коэффициента гармонических искажений в токе, который потребляется из сети. Библ. 24, рис. 5.

Ключевые слова: параллельный активный фильтр, скользящий режим, поверхность скольжения, компенсационный ток, декомпозиция движений, быстродействие.

INCREASING THE SPEED OF THE TRACKING VOLTAGE CIRCUIT OF A THREE-PHASE PARALLEL ACTIVE POWER FILTER STORAGE CAPACITOR

K.I. Denisenko, I.S. Kutran, V.O. Lesyk, T.V. Mysak

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

It's consider the control of a three-phase parallel active filter, which injects a compensating current into the distributed power supply network, due to the presence of a nonlinear load in which there is a distortion of the power parameters. This filter consists of the semiconductor voltage inverter on fully controlled switches, the capacitive storage and the RL-filter. The decomposition of the object of study according to the rates of motion of the dynamic system was performed. The two-dimensional sliding surface is a linear combination of the components of the two-dimensional compensation current error vectors and the first derivative error of this current. To increase the performance of the DC voltage forming process, the modified twisting algorithm to provide asymptotic stability was used. In order to avoid the effect of disturbance in the form of harmonic components of the rectified voltage on the compensating current parameters, the DC voltage and AC current control circuits using a second-mode Chebyshev filter are connected. To confirm the theoretical assumptions, a simulation model was constructed and the results of digital experiments were analyzed. The com-

parison of the proposed strategy with the traditional PI-regulation by the criteria of the duration of the transition process and the harmonic distortion coefficient in the current consumed by the network is made. References 24, figures 5.

Key words: Shunt active power filter, sliding mode, compensating current, sliding manifold, movies decomposition.

1. Akagi, H. Modern active filters and traditional passive filters. BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES. 2006, Vol. 54, No. 3. Pp. 255–269. [http://bluebox.iippt.pan.pl/~bulletin/\(54-3\)255.pdf](http://bluebox.iippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf)
2. Mykhalskiy V.M. Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage converters with PWM. Kyiv, Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny, 2013. 340 s.
3. Luis Morán, Juan Dixon, Ch.41 - Active Filters, Power Electronics Handbook (Third Edition), Butterworth-Heinemann, 2011. Pp. 1193–1228. DOI:[10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0).
4. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI:[10.1002/9781118922064](https://doi.org/10.1002/9781118922064).
5. Zhang S., Li D., Wang X. Control Techniques for Active Power Filters, 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, 2010. Pp. 3493–3498. DOI:[10.1109/iCECE.2010.850](https://doi.org/10.1109/iCECE.2010.850).
6. Nirmale S.S., Mahaddalkar S. Review of Control Strategies for Active Power Filters. *Int. Journ. of Inn. Res. in Electrical, Electronics, Instr. and Cont. Eng.* NCAEE 2017 National Conf. on Advances in El. Eng. NMAM Institute of Technology, Nitte. April 2017. Vol. 5, Sp. Iss. 2. Pp. 12–16. DOI:[10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03](https://doi.org/10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03).
7. Boum A.T., Djidjio Keubeng G.B., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, *Systems Science & Control Engineering*, 2017. Vol. 5, Iss. 1. Pp. 535–543. DOI:[10.1080/21642583.2017.1405372](https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372).
8. Gadgune S., Karvekar S., Patil D. Implementation of shunt active power filter using sliding mode controller. 2014. DOI:[10.1109/ICCPCT.2014.7054756](https://doi.org/10.1109/ICCPCT.2014.7054756).
9. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. May, 2015. No 3. DOI:[10.6113/JPE.2015.15.3.763](https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763).
10. Kushal B., Seema D. A Novel DC-Link Voltage Control Strategy for Shunt Active Power Filters using Sliding Mode Controller. *International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering*, Sep. 2018, Vol. 6, Iss. 9.
11. Benchouia M. T., Ghadbane I., Golea A., Srairi K., and Benbouzid M. H. Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers Based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter. *In Energy Procedia*. 2014. Elsevier Ltd. 50:504–11. DOI:[10.1016/j.egypro.2014.06.061](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.061).
12. Rajesh P., Kamalakanta M., Ratnam K.V. Real time implementation of sliding mode based direct and indirect current control techniques for shunt active power filter. *WSEAS Transactions on Systems and Control*. 2015. Vol. 10. Pp. 186–197.
13. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller. *IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI:[10.1109/COMPEL.2012.6251726](https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726).
14. Teodorescu M., Ștefan D., Stanciu, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. *Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2012. Pp. 9–13.
15. Yurkevich V.D. Sintez nelineynykh sistem s SHIM v kanale upravleniya na osnove metoda razdeleniya dvizheniy // Doklady TUSUR. 2012. No 1-1 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynykh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy> (accessed: 24.01.2020).
16. Drakunov S.V., Izosimov D.B., Luk'yanov A.G., Utkin V.A., Utkin V.I. The block control principle. *Avtomat. i Telemekh.*, 1990, No 5. C. 38–47; *Autom. Remote Control*, 51:5 (1990), P. 601–608. <https://www.mathnet.ru/links/bd8f096b2b67d10c1b9adbf7fab6efe6/at5365.pdf>
17. Wensheng L., Vazquez Sergio, Liu J., Wu L., Franquelo L. Second-order sliding mode control of power converters using different disturbance observers for DC-link voltage regulation. 2017. Pp. 8685–8690. DOI:[10.1109/IECON.2017.8217526](https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217526).
18. Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, *International Journal of Control*, 58:6, 1993. Pp. 1247–1263. DOI:[10.1080/00207179308923053](https://doi.org/10.1080/00207179308923053).
19. Shtessel Y., Taleb M., Plestan F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. *Automatica*. 48. 2012. Pp.759–769. DOI:[10.1016/j.automatica.2012.02.024](https://doi.org/10.1016/j.automatica.2012.02.024).
20. Kamal S., Chalanga A., Moreno J., Fridman L., Bandyopadhyay B. Higher Order Super-Twisting Algorithm. 2014. DOI:[10.1109/VSS.2014.6881129](https://doi.org/10.1109/VSS.2014.6881129).
21. Emel'yanov S.V., Korovin S.K., Levantovskii L.V. A family of new regulators based on second order sliding mode Matem. Mod., Vol.2, No.3 ,1990, Pp.89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mmm2344>.
22. Papan Dey, Saad Mekhilef. Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis *AUTOMATIKA* 56, 2015. Vol. 1. Pp. 42–54. DOI:[10.7305/automatika.2015.04.572](https://doi.org/10.7305/automatika.2015.04.572).
23. Utkin V.I. Sliding modes in optimization and control problems. Moskva: Nauka, 1981. 368 s.
24. Yemelyanov S.V., Korovin S.K. New types of feedback: Management under uncertainty. Moskva: Nauka. Fizmatlit, 1997. 352 s.