

УДК 621.314.58

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.055>

ВПЛИВ ФІЛЬТРА В КАНАЛІ КЕРУВАННЯ КОНТУРОМ СТАБІЛІЗАЦІЇ НАПРУГИ НАКОПИЧУВАЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА НА ДИНАМІКУ ТРИФАЗНОГО ПАРАЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА

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

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, Україна, 03057

e-mail: taras@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є силовий трифазний паралельний активний фільтр, який складається з напівпровідникового інвертора напруги на повністю керованих ключах, ємнісного накопичувача та притлумлюючої RL-ланки. Декомпозиція об'єкта дослідження, яку проведено за темпами рухів динамічної системи, дає змогу розділити цю динамічну систему на дві підсистеми, зв'язані між собою за керуванням. Розглядається роль та вплив підсистеми зв'язку між контуром стабілізації напруги на конденсаторі накопичувача трифазного паралельного активного фільтра та контурами формування компенсаційного струму, який інжектуються цим фільтром до розподіленої мережі електропостачання. Наявність нелінійного навантаження в цій мережі є джерелом спотворень параметрів електроенергії. Формування компенсаційного струму здійснюється за допомогою примусового введення ковзних режимів першого порядку по деяких поверхнях ковзання. Двовимірна поверхня ковзання є лінійною комбінацією компонентів двовимірних векторів похибки компенсаційного струму та першої похідної похибки цього струму. Введена підсистема зв'язку надає можливість уникнення впливу збурення у вигляді гармонічних компонентів випрямленої напруги на параметри компенсуючого струму. Аналізується вплив динамічних характеристик підсистеми зв'язку, яка має фільтрувальні властивості, на показники швидкодії паралельного активного фільтра та коефіцієнт спотворень струму в мережі електропостачання, до якої цей фільтр приєднано. Для підтвердження теоретичних припущень побудовано імітаційну модель та проаналізовано результати цифрового моделювання. Виконано порівняння різних типів фільтрів як підсистеми зв'язку за критеріями тривалості перехідного процесу та коефіцієнтом гармонічних спотворень у струмі, який споживається з мережі. Бібл. 26, рис. 4, табл. 3.

Ключові слова: паралельний активний фільтр, ковзний режим, компенсаційний струм, низькочастотний фільтр, швидкодія, коефіцієнт спотворень.

Вступ. З кінця ХХ століття науково-технічна та технологічна революції, які нероздільно поєднані між собою, остаточно набули персистентного та перманентного характеру. Одним із наслідків цього є постійне зростання енергоспоживання, зокрема електричної енергії. Досить значний об'єм споживаної електроенергії потребує перетворення перед споживанням. «Наслідком» цього наслідку є тотальне зростання кількості та встановленої потужності об'єктів і засобів перетворювальної техніки в кінцевого споживача, що призводить до відчутного погіршення показників якості електроенергії в електроенергетичних системах. Окрім того, все частіше групова робота пристроїв перетворювальної техніки стає неможливою саме внаслідок значного перевищення рівнів допустимих завад та спотворень як у локальних сегментах мереж, так і в глобальному масштабі. Струми, які інжектуються в мережу нелінійними навантаженнями, здійснюють перманентно несприятливий вплив на широку гаму обладнання, під'єданого до цієї ж мережі, насамперед на косинусні конденсатори, трансформатори та двигуни змінного струму, спричиняючи додаткові втрати, перегрів та перевантаження. Окрім того, високочастотні гармонічні складові несинусоїдних струмів доволі ефективно генерують завади медичному та науковому обладнанню, засобам зв'язку, розподіленим вимірювальним системам [1–3].

Пасивна фільтрація була й залишається вагомим засобом компенсації небажаних гармонік, якщо динаміка генерування спотворень невелика, тобто в разі усталеного характеру процесів у мережі. Але пасивні фільтри погано пристосовані для боротьби зі спотвореннями, параметри яких змінюються стохастично й достатньо швидко. Тому

ефективність пасивних фільтрів знижується одночасно зі зростанням кількості нелінійних навантажень класу „напівпровідниковий перетворювач”, до яких заведено відносити діодні (які не мають вбудованих засобів корекції коефіцієнта потужності) та тиристорні випрямлячі, тиристорні регулятори напруги, електроприводи постійного та змінного струмів і навіть групових споживачів типу „офісні приміщення”, які насичені різноманітною електронною технікою. Чимраз більша кількість нелінійних навантажень, які вмикаються/вимикаються в мережу стохастично, інжектуючи струми спотворення нестабільного гармонічного складу, вимагає збільшення швидкості реакції фільтрувального обладнання на спотворення з такими характеристиками [1–3].

Паралельні активні фільтри (ПАФ) залишаються найбільш ефективним та дієвим технічним рішенням, спрямованим на подолання негативного впливу динамічних нелінійних навантажень, які функціонують у мережі споживача, на показники якості електроенергії в цій мережі. До беззаперечних переваг ПАФ порівняно з пасивними фільтрами треба віднести не тільки можливість компенсації реактивних струмів та мінімізації гармонічних складових струму, але й відсутність резонансних процесів, які можуть виникати внаслідок роботи пасивних фільтрів. Завданням побудови керування ПАФ та їх певним аспектам і далі присвячують достатньо велику кількість публікацій [1, 4, 5].

Постановка завдання. Силова електрична схема системи є широко відомою. Вона складається з IGBT-інвертора з RL-фільтром на виході та накопичувальним конденсатором, лінійної мережі живлення обмеженої потужності та нелінійного навантаження.

Якщо вважати, що не всі змінні стану типової схеми 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_g , I_g , I_L , I_f , U_{dc} , I_d та частоту мережі ω (U_g – миттєве значення напруги мережі; I_{gb} , I_L , I_f – струми мережі, нелінійного навантаження та вихідний струм ПАФ; I_d – струм у ланці постійного струму ПАФ; C_{dc} – ємність у ланці постійного струму ПАФ; U_{dc} – постійна напруга на фільтровому конденсаторі). 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 одної з можливих структур такої СК ПАФ скалярного типу має загальний вигляд, який зображено на рис.1, на якому 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 складової завдання струму Δi_{ref} ; регулятори струму та величини постійної напруги; релейні елементи з гістерезисною характеристикою, які формують сигнали IGBT-ключами інвертора.

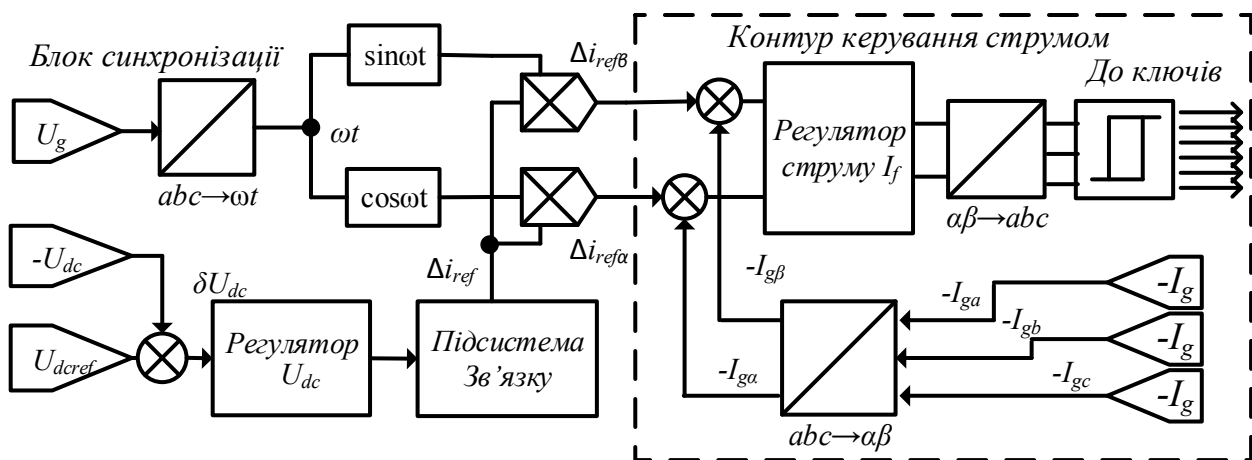


Рис. 1

Компенсуючі струми, які інжектуються ПАФ, можуть бути описані за допомогою системи диференціальних рівнянь (СДР) у системі координат α - β :

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

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 через наявність ключового перетворювача природно є розривними.

Оскільки динаміка підсистем слідкування за струмом та стабілізації напруги на конденсаторі накопичувача істотно відрізняються [6], під час синтезування керування можна вдатись до принципу декомпозиції рухів. Завдання прямої компенсації збурень СДР (1) унаслідок наявності нелінійного навантаження виконує контур слідкування за струмом із керуванням $u_{f\alpha,\beta}$, а завдання стабілізації напруги та підтримання умов існування ковзного режиму виконуватиме т.зв. «фіктивне керування» $u_{ca,\beta}$.

Алгоритм слідкування за компенсаційним струмом. Оскільки від характеристик керування струмом значною мірою залежить загальна ефективність роботи ПАФ, то є досить велика кількість технічних рішень, переваги та недоліки яких відомі. Примусове введення ковзного режиму здатне забезпечити високу швидкодію під час слідкування за компенсаційним струмом [7], тому введемо двовимірний вектор його похибки звичним чином – $\delta_{\alpha,\beta}=I_{fref\alpha,\beta}-I_{f\alpha,\beta}$, $I_{fref\alpha,\beta}$ – завдання двокоординатного вектора компенсаційного струму ПАФ. Хоча в системі з одноланковим RL -фільтром можна забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки завдяки ковзним режимам першого порядку, використовуючи лише відхилення вихідної координати, вважається, що складніша поверхня ковзання здатна поліпшити характеристики контуру струму. З огляду на це, для використання в подальшому порівняльному аналізі зупинимось на виборі двовимірної поверхні ковзання в підпросторі похибок, яку можна записати в системі координат α - β у вигляді лінійної комбінації похибки та її похідної у вигляді

$$S_{\alpha,\beta} = \delta_{\alpha,\beta} + \tau_1 \dot{\delta}_{\alpha,\beta}, \quad (2)$$

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

Оскільки бажаний вектор компенсаційного струму можна визначити [7, 8] як

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

де Δi_{ref} – амплітуда завдання струму, завдяки якій формується U_{dc} така, що $|U_{dc}| > 3/2 \cdot \sup |U_g|$, ω – кругова частота мережі, з урахуванням принципу декомпозиції за темпами рухів у системі та припустивши, що U_{dc} змінюється набагато повільніше, ніж I_f , можна виключити похідні компонент задання з формули (2), що дасть можливість записати:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \tau_1 (\omega \Delta i_\beta - \dot{I}_{L\alpha}), \\ S_\beta &= \delta_\beta + \tau_1 (\omega \Delta i_\alpha + \dot{I}_{L\beta}), \end{aligned} \quad (3)$$

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

У силовій схемі рис. 1 немає можливості безпосереднього вимірювання компонента $\dot{I}_{g\alpha,\beta}$, тому введемо ще один двовимірний вектор похибки для струму мережі живлення в системі координат α - β $\sigma_{\alpha,\beta} = x_{\alpha,\beta} - I_{g\alpha,\beta}$, після чого застосуємо стратегію непрямого керування і перепишемо (1) з урахуванням переходу до струму мережі $I_{g\alpha,\beta} = I_{L\alpha,\beta} - I_{f\alpha,\beta}$. Це дасть можливість використати підхід [7, 9], який базується на примусовому введенні ковзного режиму другого порядку з вектором похибки $\sigma_{\alpha,\beta}$. Одночасне використання ковзних режимів, які відповідають поверхням ковзання, залежним від похибок σ та δ , дає змогу ввести ієрархію ковзних режимів [10]. Перший ковзний режим реального часу з вектором керування u_f з (1), швидкість якого обмежена неідеальністю ключів інвертора та динамікою підсистем вимірювання і зв'язку, матиме меншу частоту перемикачів ключового елемента, ніж другий. Другий ковзний режим примусово вводиться для додаткової змінної x за допомогою двовимірного вектора керування u_2 . Він виконується лише програмно, тому його швидкість обумовлена тільки швидкодією системи керування та програмно заданими константами. Компоненти u_2 визначатимуться так [9]:

$$u_2 = z_{1\alpha\beta} + \begin{cases} -\lambda|\sigma_0|^\rho \operatorname{sign}(\sigma_{\alpha\beta}) \text{ if } |\sigma_{\alpha\beta}| > \sigma_0 \\ -\lambda|\sigma_{\alpha\beta}|^\rho \operatorname{sign}(\sigma_{\alpha\beta}) \text{ if } |\sigma_{\alpha\beta}| \leq \sigma_0 \end{cases}, \frac{d}{dt} x_{\alpha,\beta} = u_{2\alpha,\beta}, \frac{d}{dt} z_{1\alpha,\beta} = f(u_{2\alpha,\beta}, \sigma_{\alpha,\beta}), \quad (4)$$

де $\lambda > 0$, $\rho \in [0...1]$, $\sigma_0 > 0$ – константи, а $z_{1\alpha\beta}$ відіграє роль саме “операторної змінної” [11]. $f(u_2, \sigma)$ – двовимірна кусочно-неперервна вектор-функція виду:

$$f(u_{2\alpha,\beta}, \sigma_{\alpha,\beta}) = \begin{cases} -u_{2\alpha,\beta} \text{ if } |u_{2\alpha,\beta}| > K_2 \\ -\alpha \operatorname{sign}(\sigma_{\alpha,\beta}) \text{ if } |u_{2\alpha,\beta}| \leq K_2 \end{cases},$$

$\alpha, K_2 > 0$ – деякі константи.

Обмеженість I_g та U_{dc} дає змогу стверджувати, що завжди можна вибрати величину I_m так, щоб виконувалась нерівність $\sup |I_g(t)| < I_m$. Поклавши $\rho=1$, $K_2 > I_m$ (або вибравши $K_2=I_m$, та $u_2 = I_m (z_1 + z_2)$) та підбравши достатньо великі α та λ/α , можна стверджувати, що спершу в системі (4) із керуванням u_2 виникне стійкий ковзний режим другого порядку. У цьому режимі похибка σ та її похідна $d\sigma/dt$ прямують до нуля для будь-якої фазової траєкторії системи з експоненційною оцінкою згори і не швидше, ніж експоненційно. Оскільки після виникнення цього режиму $d\sigma/dt = dx/dt - dI_g/dt = 0$, то є справедливою рівність $dI_g/dt = dx/dt$. Ввівши позначення $z = dI_g/dt = u_2$, вираз (3) можна переписати так [8]:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \tau_1 (\omega \Delta i_\beta - z_\alpha); \\ S_\beta &= \delta_\beta + \tau_1 (\omega \Delta i_\alpha + z_\beta), \end{aligned} \quad (5)$$

що дає можливість використання нової поверхні ковзання заміною (3) на (5), дає змогу уникнути наближених спрощених формул [8] або застосування операції прямого обчислення похідної, яка в ідеалі не може бути реалізована фізично, а для програмної реалізації навіть сучасними цифровими сигнальними процесорами є вкрай „неприємною”.

Алгоритм стабілізації напруги. Однією з вимог до контуру керування постійною напругою ланки, з якої формується амплітуда першої зі складових сигналу завдання струму Δi_{ref} , є мінімальний рівень (в ідеалі – повна відсутність) у цьому сигналі компонентів перехідних процесів, разом і гармонік фундаментальної частоти ω (частоти мережі) [12, 14]. Частково вимоги щодо підтримання належного рівня U_{dc} можна задовольнити через збільшення ємності конденсатора C_{dc} . Проте значне збільшення ємності C_{dc} не є прийнятним засобом, оскільки в цьому випадку значно зростають масо-габаритні показники ПАФ [15, 16]. 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} дає змогу зменшити величину відхилення амплітуди компенсаційного струму, проте водночас відповідно знижується номер найвищої гармоніки струмів нелінійного навантаження, які ПАФ здатен компенсувати.

Оскільки характеристики контуру керування напругою безпосередньо впливають на швидкість реакції ПАФ, 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 підтримання коефіцієнта потужності. Хоча в середньому похибка напруги $\delta U = U_{dcref} - U_{dc}$, в усталеному режимі є величиною незначною порівняно з U_{dcref} , у ній можуть мати місце збурення, обумовлені як роботою інвертора, так і характером навантаження [18, 19]. Тому для притлумлення паразитних складових збурення, наявних у вихідному сигналі регулятора U_{dc} , у різних технічних рішеннях застосовуються додаткові одно- та дволанкові фільтри першого [13, 18], другого [20] та вищих порядків, резонансні ланки [21] або фільтри більш складної структури [4, 5, 17, 21, 22], наявність яких ураховується під час імітаційного моделювання та експериментальних досліджень [14, 18].

Найбільш уживаними в галузі електроніки є перераховані нижче типи фільтрів [23], які розрізняються між собою виглядом апроксимуючої функції:

1. Фільтр Батерворта, який має максимально пласку амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) у смузі пропускання та монотонно зростаюче загасання в смузі затримування.

2. Фільтр Чебишева I роду з рівнохвильовою АЧХ у смузі пропускання та монотонно зростаюче загасання в смузі притлумлення.

3. Інверсний фільтр Чебишева II роду з монотонно зростаючим у смузі пропускання загасанням та рівнохвильовою АЧХ у смузі притлумлення.

4. Еліптичний фільтр (фільтр Кауера) з рівнохвильовою АЧХ як у смузі пропускання, так і в смузі притлумлення.

5. Фільтр Беселя (фільтр з максимально пласкою характеристикою групового часу запізнення) з апроксимацією фазочастотної характеристики (ФЧХ) рядом Тейлора.

Фільтри з характеристиками вказаних типів можуть бути без зайвих складнощів реалізовані як пасивними LC-ланками, так і активними RC-схемами, а також цифровими методами. Значно полегшує дослідження той факт, що вказані фільтри реалізовано у вигляді стандартних функцій у розповсюджених пакетах цифрового моделювання [24].

Зі зростанням порядку фільтра зростають тривалість перехідного процесу, амплітуда коливань (включно з також амплітудою першого викиду), зменшується розмах основної пелюстки імпульсної характеристики з одночасним його збільшенням за рівнем. Наведені вище типи фільтрів мають різний вигляд перехідної та імпульсної перехідної функцій, проте авторам невідомі роботи, в яких аналізується і оцінюється цей вплив на характеристики швидкодії ПАФ та коефіцієнт спотворень ТНД. Хоча, зважаючи на евристичні міркування, можна зробити висновок, що такий вплив здатен бути досить значним.

Напруга U_{dc} має гармонічну складову з частотою 6ω [13, 14] амплітудою $\varepsilon < U_{dcref}$. Тоді за ненульових початкових умов $v=v_0$ референсна складова амплітудного значення струму в квазіусталеному режимі, яка відповідає за підтримку $U_{dc}=U_{dcref}$, матиме вигляд:

$$\Delta i_{ref} = -\lambda |\varepsilon \cos 6\omega t|^{1/2} \text{sign}(\cos 6\omega t) + v_0 - \eta \varepsilon \cos 6\omega t$$

у випадку застосування регуляторів із ковзним режимом другого порядку [9] або

$$\Delta i_{ref} = -\frac{K_i \varepsilon}{6\omega} \sin 6\omega t + v_0 - K_p \varepsilon \cos 6\omega t$$

для ПІ-регулятора, що призведе до появи в складових струму завдання $\Delta i_\alpha = \Delta i_{ref} \cos \omega t$, $\Delta i_\beta = \Delta i_{ref} \sin \omega t$ шкідливих гармонік із частотами $(6 \pm 1)\omega$ і, відповідно, до неминучого погіршення ТНД навіть у випадку лінійного навантаження. Для зниження рівня цих складових використовуються фільтр Батерворта [4, 25], фільтр 5-го порядку (без конкретизації типу) з частотою зрізу 50 Гц [4], фільтр 1-го порядку з частотою зрізу 50 Гц [13], фільтр 2-го порядку з частотою зрізу 100 Гц [26], проте обґрунтування щодо вибору тих чи інших наборів конкретних параметрів у цих та інших роботах із переліку посилок не наводяться.

Друга складова сигналу завдання на контур струму (I_{Li} – у разі прямого методу, I_{gi} – у разі непрямого [22]) теж містить гармонічні компоненти з частотами $k(6 \pm 1)\omega$, $k=1,2,3,\dots$, які генеруються нелінійним навантаженням. Проте всі вони є «корисними», оскільки в струмі I_f матимуть фазу π щодо збурювальних струмів, тому компенсуватимуть збурення.

Вимоги до підсистеми зв'язку є суперечливими. З одного боку, НЧ фільтр мусить вносити мінімальний вплив власною динамікою для отримання максимальної швидкодії ПАФ, з іншого боку – максимально обмежувати смугу пропускання системи задля мінімізації впливу шкідливих складових струму завдання на ТНД. Ця суперечливість змушує шукати компромісний варіант між наведеними вище вимогами, додавши до них простоту технічної реалізації [5].

Мета роботи полягає в тому, щоби вибрати такий вигляд підсистеми зв'язку, характеристики якої здійснюють мінімальний вплив на швидкодію ПАФ та ТНД струму мережі. Сама підсистема мусить мати достатньо просту технічну реалізацію під час побудови стратегії керування ПАФ, яка мінімізує вплив нелінійного навантаження на гармонічний склад струму, який споживається з мережі живлення, зберігаючи водночас

високу швидкодію та точність, притаманні системам керування, що розроблені з використанням методів теорії систем зі змінною структурою (ковзних режимів).

Розв'язок. Зважаючи на вищенаведене, для порівняльного аналізу зупинимось на тих типах фільтрів, які мають достатньо просту технічну реалізацію (апаратну або програмну) і параметри яких достатньо легко вирахувати за допомогою стандартних процедур, наявних у більшості широко розповсюджених програмних пакетів.

Для перевірки належного функціонування системи за умов, які враховують динамічні неідеальності, розроблено імітаційну модель системи з ПАФ. Для підтримання належного рівня напруги $U_{dc}=U_{dcref}$ на конденсаторі накопичувача застосуємо традиційний ПІ-регулятор із коефіцієнтами, які залежать від параметрів системи так: пропорційна ланка $K_p=C_{dc}*\omega$, інтегральна ланка $K_i=C_{dc}*\omega^2/8$, який для наведеного нижче набору параметрів системи забезпечує роботу в граничному аперіодичному режимі без перерегулювання.

Параметри електричної схеми та налаштування незмінної частини СК наведено в табл. 1. Під час моделювання змінюватиметься лише підсистема зв'язку.

Таблиця 1

Параметри	Числові значення	
	Змінна	Величина
Трифазна мережа живлення	Діюче значення е.р.с. E_g	230 В
	Частота мережі f	50 Гц
	Активний опір мережі R_g	0.016 Ом
	Індуктивність мережі L_g	5.15e-02 мГн
Лінійне RL навантаження	Активний опір R (на схемі не позначено)	7.12 Ом
	Індуктивність L (на схемі не позначено)	22.7 мГн
Лінійне R навантаження	Активний опір R (на схемі не позначено)	21.16 Ом
Нелінійне навантаження (випрямляч)	Активний опір R_L	0.05 Ом
	Індуктивність L_L	0.2 мГн
	Активний опір навантаження випрямляча R_n	42.32 Ом
	Фільтровий конденсатор випрямляча C_n	1100 мкФ
IGBT інвертор	Накопичуючий конденсатор C_{dc}	3300 мкФ
Вихідний фільтр	Індуктивність фільтра L_f	1.8 мГн
	Активний опір фільтра R_f	0.0575 Ом
Система керування	Завдання напруги U_{dcref}	690 В
	Допустима похибка $ \delta_U \leq \gamma_1$	0.1
Коефіцієнти налаштування ПІ-регулятора U_{dc}	Пропорційний $K_{proportional}$	1.0367
	Інтегральний $K_{integral}$	40.7121
Коефіцієнти налаштування в контурах регулятора струму	λ	16.0e + 05
	α	2.0e + 04
	Гістерезис Δi	3.2428 А
	σ_0	0.1
	ρ	0.5
	$\tau_1 = 1.0032U_{dcref}/(E_g 2\sqrt{3} \omega I_{max Load})$	3.9672e-05
Частота комутації	Середня розрахункова F_{sw}	12.0 kHz

Базовим оберемо найпростіший фільтр із передавальною функцією $W(p)=1/(T_I p+1)$, де константа T_I вибирається «наближеною до оптимального значення» $T_I=0.005$ [17].

У стовпчику 1 табл. 2 наведено скорочене позначення варіанту, який досліджувався.

Результати моделювання. Для порівняння наведено діаграми перехідних процесів під час подачі на вхід кожного з фільтрів одиничного стрибка (амплітуда 1 Вольт) із налаштуваннями, які наведено в табл. 2 з відповідно позначеними графіками. Амплітуди вихідних сигналів L_2 та Ka_4 приведено до рівня 1 В за допомогою відповідних масштабних коефіцієнтів.

Таблиця 2

Позн.	Тип фільтру або $W(p)$	Налаштування
Л_1	$1/(T_1p+1)$	$T_1=0.0048$ $T_1=1/\omega$
Л_2	НЧ 2-го порядку	$\omega_0=2\omega, A_{\omega 0}=-40\text{дБ}$
Л_5	НЧ 5-го порядку	$\omega_0=\omega, A_{\omega 0}=-40\text{дБ /див. нижче/}$ $\omega_0=3\omega, A_{\omega 0}=-40\text{дБ}$
Р_6	Режекторний 6-го порядку	$\omega_1=5\omega, \omega_2=12\omega, A_{\omega 1}=A_{\omega 2}=-40\text{дБ}$
Бт_4	Батерворта, НЧ, 4-го порядку	$\omega_0=5\omega, A_{\omega 0}=-40\text{дБ}$
Ч_П4	Чебишева II роду, порядок 4	$\omega_1=5\omega, \omega_2=7\omega, A=-40\text{дБ на частоті } 6\omega$
Ка_4	Кауера, НЧ, 4-го порядку	$\omega_0=5\omega, A_0=-1\text{дБ}, A_{\omega 0}=-40\text{дБ}$
Бс_4	Беселя, НЧ, 4-го порядку	$\omega_0=5\omega, A_{\omega 0}=-40\text{дБ}$

В таблиці позначено: A – атенуація в дБ, ω_0 – частота зрізу.

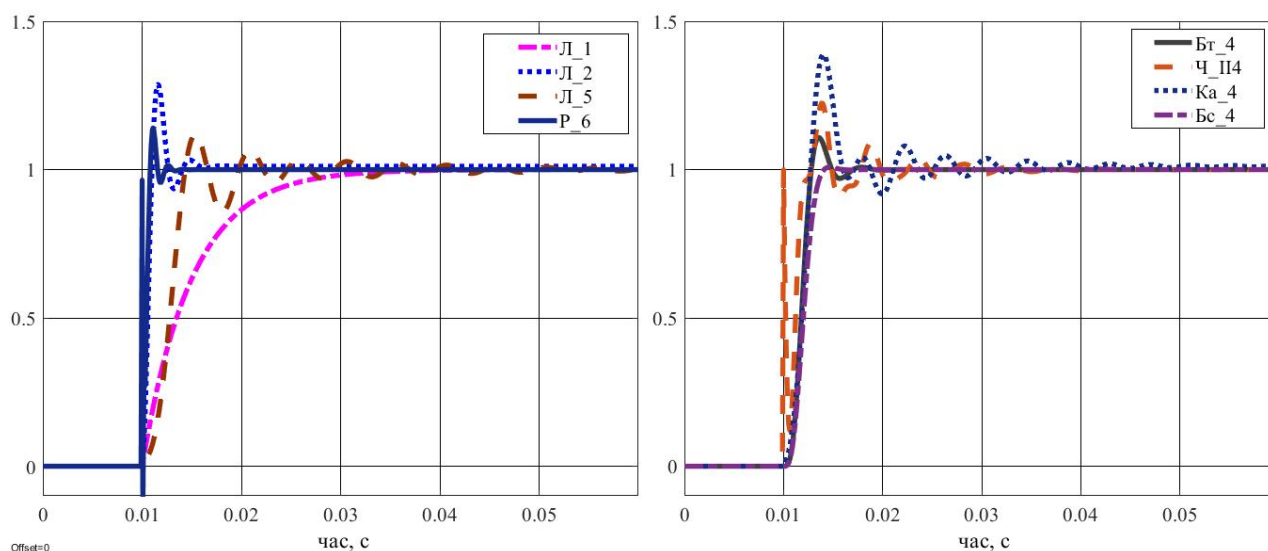


Рис. 2

З огляду на рис. 2, можна зробити висновок, що аперіодичний характер перехідного процесу наявний лише у фільтрів першого порядку, Л_1 та Беселя Бс_4. Найбільшу амплітуду коливань мають фільтр 2-го порядку Л_2 та Кауера 4-го, Ка_4.

Для оцінювання швидкодії використаємо перехідний процес, який виникає внаслідок стрибкоподібного під'єднання лінійного RL -навантаження до стаціонарного нелінійного. За нульових початкових умов для струмів та ненульових – на конденсаторах ланок постійного струму ПАФ та випрямляча, він протікає на двох інтервалах: $[0, 0.01]$ сек – вмикається комбіноване активне R -навантаження та нелінійне навантаження, а на $[0.1, 0.24]$ сек до них додається лінійне RL -навантаження. Вважатимемо, що квазіусталений процес стабілізації напруги відбувається, якщо аперіодична складова перехідного процесу на другому інтервалі часу потрапляє в зону, обумовлену точністю давача напруги, яка для давачів середнього цінового діапазону складає $\pm 0,5 \dots 0,8 \%$.

Результати моделювання системи рис. 1 із параметрами табл. 1 та 2 наведено в табл. 3.

Таблиця 3

Фільтр	Л_1	Л_2	Л_5	Р_6	Бт_4	Ч_П4	Ка_4	Бс_4
Швид., мс	116	112	105	102	99	105	109	112
THD, %	4.65	4.61	4.23	4.46	3.81	4.86	4.08	4.69

Треба зауважити, що під час обирання частоти зрізу $\omega_0=\omega$ для фільтра Л_5 система керування втратила стійкість, тому розрахунок проводився для $\omega_0=3\omega$. На рис. 4 наведено графіки струму однієї фази мережі, напруги U_{dc} та сигнал виходу регулятора Δi_{ref} з

керуванням для СК із традиційним ПІ-регулятором для Ka_4 . Слідкування за струмом відбувається з використанням поверхоень ковзання (5).

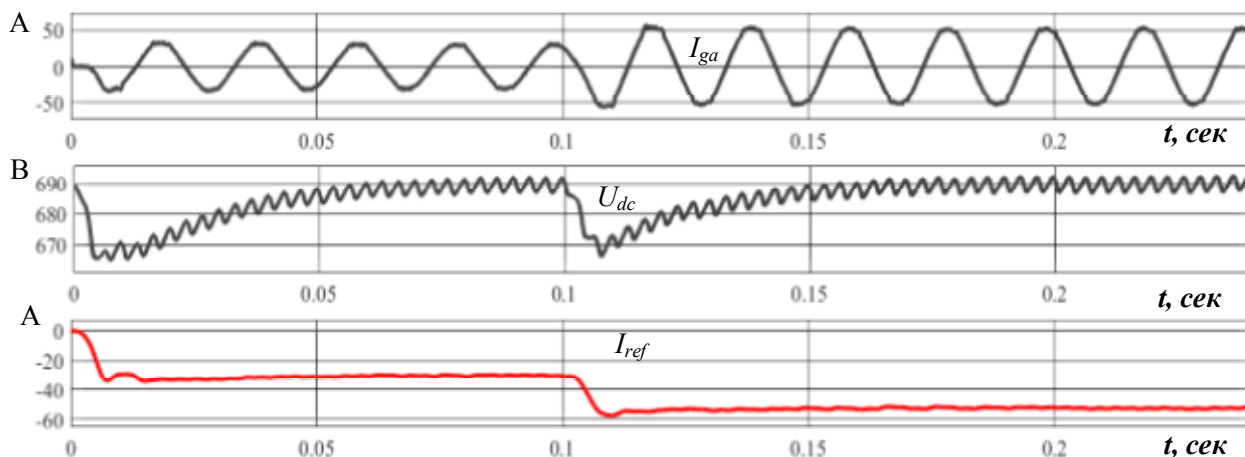


Рис. 3

На рис. 3 у напрузі U_{dc} помітні паразитні гармонічні складові з частотою 6ω , які вже притлумлено на виході регулятора (сигнал Δi_{ref}) за допомогою НЧ фільтрів.

На рис. 4, а, б наведено спектри умовно «найгіршого» (Л-1) та «найкращого» (Ka_4) випадків за THD відповідно до табл. 3.

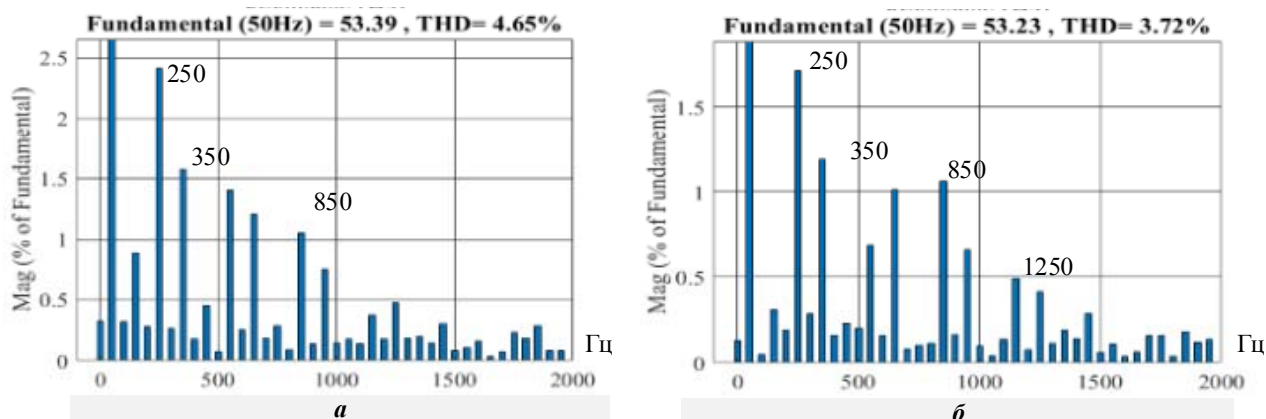


Рис. 4

Збільшення швидкодії ПАФ майже на 20 % у разі використання деяких типів фільтрів вищого порядку не призвело до збільшення THD, а, навпаки, знизило амплітуди 5-ї та 7-ї гармонік, залишивши майже без змін 17-у та 19-у. Використання фільтрів низького порядку, передавальна функція яких задається простим поліномом, є невиправданим, оскільки для зниження рівня паразитних складових із частотою 6ω у сигналах завдання для контуру струму необхідно значно збільшувати сталу часу T_I , що гарантовано призводить до зниження швидкості реакції в контурі стабілізації напруги або взагалі до втрати системою стійкості.

Висновки. Підтверджено теоретичне припущення, що динамічні властивості підсистеми зв'язку в системі керування ПАФ впливають на швидкодію та коефіцієнт спотворень. Використання фільтра Кауера четвертого порядку мінімізувало вплив наявних у реальній системі паразитних гармонічних складових фундаментальної частоти в напрузі на конденсаторі на формування компенсаційного струму. Показано, що застосування фільтрів низького порядку погіршує швидкодію, майже не зменшуючи у цьому разі коефіцієнт спотворень. Застосування фільтрів високих порядків (шостого та вище) лише утруднює технічну реалізацію СК, хоча призводить до незначного збільшення швидкодії.

Робота фінансувалась за кошти 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 2 травня 2019 року. Державний реєстраційний номер роботи 0119U001628. КПКВК 6541030.

1. Hirofumi Akagi; Edson Hirokazu Watanabe; Mauricio Aredes. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Second edition. Wiley-IEEE Press, 2017. 472 p.
2. Шаповал І.А., Михальський В.М., Артеменко М.Ю., Поліщук С.Й., Чопик В.В. Комплекси генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення. Київ, Інститут електродинаміки НАН України. 2020. 241 с. URL: https://ied.org.ua/files/mon1_2020.pdf.
3. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118922064>.
4. Jain S. Control Strategies of Shunt Active Power Filter. Modeling and Control of Power Electronics Converter System for Power Quality Improvements. 2018. Pp. 31–84. DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-12-814568-5.00002>
5. Green, Tim & Marks, J.H. Control techniques for active power filters. Electric Power Applications, *IEE Proceedings*. 2005. Pp. 369–381. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040759>.
6. Bor-Ren Lin, Zong-Liang Hung, Shuh-Chuan Tsay and Mu-Shan Liao. Shunt active filter with sliding mode control. *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology. TENCON 2001* (Cat. No.01CH37239), Singapore, 2001. Pp. 884–889. Vol. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2001.949723>.
7. Мисак Т.В., Михальський В.М. Формування компенсаційного струму трифазного паралельного активного фільтра за допомогою різнометрових ковзних режимів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 29–34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.029>.
8. Денисенко К.І., Кутрань І.С., Лесик В.О., Мисак Т.В. Збільшення швидкодії контуру слідкування за напругою накопичувального конденсатора трифазного паралельного активного фільтра. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 55. С. 22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.022>
9. Мисак Т.В. Керування трифазним паралельним активним фільтром у ковзних режимах. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*. 2020. № 25(2). С. 37–43. <https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.207044>
10. Юркевич В.Д. Синтез нелінійних систем с ШИМ в каналі управління на основі методу розділення движений, *Доклади 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 об'єднання: 24.01.2020).
11. Емельянов С.В., Коровин С.К., Левантовский Л.В. Новый класс алгоритмов скольжения второго порядка. *Матем. Мод.*, Т. 2, №3. 1990, С.89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>.
12. Boum A.T., Djidjio Keubeng G., 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, Issue 1. Pp.535–543. DOI: <https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372>.
13. Mannen T. and Fujita H. A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple, in *IEEE Transactions on Industry Applications*. Sept.-Oct. 2016. Vol. 52. No. 5. Pp. 4179–4187. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2574854>.
14. Wang Yu, Xie Yun-Xiang. Adaptive DC-link Voltage Control for Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. Issue 4. Pp.764–777. URL: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2014.14.4.764>
15. Sundaram R. N., Poornaselvan K. J., Devarajan N.. Matlab Simulation of Sliding Mode Control of Shunt Active Filter for Power Quality Improvement. 2004. URL: https://www.academia.edu/25938852/Matlab_Simulation_of_Sliding_Mode_Control_of_Shunt_Active_Filter_for_Power_Quality_Improvement.
16. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics* 3 . May, 2015. No. 3. URL: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763>
17. Oswaldo L. Santos. Contribution to the DC-AC conversion in photovoltaic systems : Module oriented converters. Electric power. INSA de Toulouse, 2015. English. NNT:2015ISAT0001. URL <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01146805>
18. Biricik S., Redif S., Ozerdem O.C., Basu, M. Control of the shunt Active Power Filter under non-ideal grid voltage and unbalanced load conditions, *Power Engineering Conference (UPEC), 48th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC)*, Dublin, Ireland, Sept. 2013. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/UPEC.2013.6715008>.
19. Jain N., Gupta A. Comparison between two compensation current control methods of shunt active power filter. *International Journal Engineering Research and General Science*. 2014. Vol.2. Iss.5. Pp. 603–615. URL <http://ijergs.org/files/documents/COMPARISION-75.pdf>
20. Er. Sylvester A. Design and implementation of three phase shunt active power filter with advanced current control strategy. URL <https://www.academia.edu/24346525/>

21. Fei J., Li T., Zhang S, Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller, 2012 *IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726>
22. 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.
23. Коберниченко В. Г. Расчет и проектирование цифровых фильтров. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2013. 64 с. URL https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/46985/1/978-5-7996-0825-5_2013.pdf
24. Солонина А.И., Клионский Д.М., Меркучева Т.В., Перов С.Н. Цифровая обработка сигналов и MATLAB: СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 512 с.
25. Eric Nwokolo, Ifeanyi Chinaeke-Ogbuka, Augustine Ajibo, Cosmas Ogbuka, Uche Ogbuefi, Emenike Ejiogu, Performance Comparison of Sliding Mode and Instantaneous Reactive Power Theory Control Techniques for Three-Phase Active Power Filter, *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications*. March 2021. Vol. 10. No. 2. Pp. 83–90. DOI: <https://doi.org/10.18178/ijeetc.10.2.83-90>
26. Ch. Samyuktha, G. Mounika, Jarupula Somlal, D. Seshi Reddy. Hysteresis Current Controller Based Shunt Active Power Filter For Power Quality Improvement In Synchronous Generator. *Journal of Critical Reviews*. 2020. No 7(2). Pp. 356–358. DOI: <https://doi.org/10.31838/jcr.07.02.68>.

INFLUENCE OF THE FILTER IN THE CONTROL CHANNEL CONTOURS OF THE STORAGE CAPACITOR VOLTAGE STABILIZATION ON THE DYNAMICS IN THREE-PHASE SHUNT ACTIVE POWER FILTER

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

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: taras@igbt.com.ua

The object of research is a three-phase shunt active power filter, which consists of a semiconductor voltage inverter on fully controllable switches, capacitive storage, and an RL-link. The carried-out decomposition of the research object according to the rate of motion of the dynamic system makes it possible to divide this dynamic system into two subsystems, interconnected by control. The role and influence of the communication subsystem between the voltage stabilization circuit on the storage capacitor of the three-phase shunt active power filter and the circuits for the formation of the compensation current, which is injected by this filter into the distributed power supply network, is considered. The presence of a non-linear load in this network is a source of distortion of the parameters of electrical energy. The formation of the compensation current by the forced introduction of the first order sliding modes along some sliding surfaces was carried out. The two-dimensional sliding surface is a linear combination of the components of the two-dimensional error vectors of the compensation current and the first derivative of the error of this current. The introduced communication subsystem makes it possible to reduce the influence of the disturbance in the form of harmonic components of the rectified voltage on the parameters of the compensating current. The influence of the dynamic characteristics of a communication subsystem with filtering properties on the performance indicators of a parallel active filter and the current distortion factor in the power supply network to which this filter is connected was analyzed. To confirm the theoretical assumptions, a simulation model was built and the results of digital modeling were analyzed. Comparison of different types of filters as a communication subsystem according to the criteria of the duration of the transient process and the harmonic distortion in the current that consumed from the network was carried out. References 26, figures 4, tables 3.

Keywords: Shunt active filter, sliding mode, compensation current, low-pass filter, speed, coefficient of distortion.

1. Hirofumi Akagi; Edson Hirokazu Watanabe; Mauricio Aredes. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Second edition. Wiley-IEEE Press, 2017. 472 p.
2. Shapoval I.A., Mykhalskiy V.M., Artemenko M.Yu., Polishchuk S.Y., Chopyk V.V. Electricity generation complexes with reactive power compensation and active filtration functions based on a dual power supply machine. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine. 2020. 241 p. URL https://ied.org.ua/files/mon1_2020.pdf (Ukr)
3. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015 582 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118922064>.
4. Jain S. Control Strategies of Shunt Active Power Filter. Modeling and Control of Power Electronics Converter System for Power Quality Improvements, 2018. Pp. 31–84. DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-12-814568-5.00002>
5. Green, Tim & Marks, J.H. Control techniques for active power filters. Electric Power Applications, IEE Proceedings. 2005. Pp. 369–381. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040759>.
6. Bor-Ren Lin, Zong-Liang Hung, Shuh-Chuan Tsay and Mu-Shan Liao. Shunt active filter with sliding mode control. *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology*. TENCON 2001 (Cat. No.01CH37239), Singapore, 2001. Pp. 884–889. Vol. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2001.949723>

7. Mysak T.V., Mikhalsky V.M. Formation of the compensating current of a three-phase shunt active power filter using multiple-rate sliding modes. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 29–34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.029>. (Ukr)
8. Denisenko K.I., Kutran I.S., Lesyk V.O., Mysak T.V. Increasing the speed of the tracking voltage circuit of a three-phase parallel active power filter storage capacitor. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2020. No 55. Pp. 22–30. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.022> (Ukr)
9. Mysak T. V. Three-Phase Shunt Active Filter Control in Sliding Modes. *Microsystems, Electronics and Acoustics*. 2020. No 25(2). Pp. 37–43. <https://doi.org/10.20535/2523-4455.mea.207044>
10. Yurkevich V.D. Sintez nelineynykh sistem s SHIM v kanale upravleniya na osnove metoda razdeleniya dvizheniy // Doklady TUSUR. 2012. №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). (Rus)
11. Emel'yanov S. V., Korovin S. K., Levantovskii L. V. Novyy klass algoritmov skol'zheniya vtorogo poriyadka [A family of new regulators based on second order sliding mode], *Matem. Mod.* 1990. Vol.2. No 3. Pp. 89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>. (Rus)
12. 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. Issue 1. Pp. 535–543. DOI: <https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372>
13. Mannen T. and Fujita H. A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple, in *IEEE Transactions on Industry Applications*. Sept.-Oct. 2016. Vol. 52. No 5. Pp. 4179–4187. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2574854>.
14. Wang Yu, Xie Yun-Xiang. Adaptive DC-link Voltage Control for Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. Issue 4. Pp. 764–777. DOI: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2014.14.4.764>
15. Sundaram R. N., Poornaselvan K. J., Devarajan N. Matlab Simulation of Sliding Mode Control of Shunt Active Filter for Power Quality Improvement. 2004. https://www.academia.edu/25938852/Matlab_Simulation_of_Sliding_Mode_Control_of_Shunt_Active_Filter_for_Power_Quality_Improvement.
16. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics* 3. May, 2015. No 3. DOI: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763>
17. Oswaldo Lopez Santos. Contribution to the DC-AC conversion in photovoltaic systems: Module oriented converters. Electric power. INSA de Toulouse, 2015. English. NNT:2015ISAT0001 <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01146805>
18. Biricik S., Redif S., Ozerdem O.C., Basu M. Control of the shunt Active Power Filter under non-ideal grid voltage and unbalanced load conditions, *Power Engineering Conference (UPEC), 48th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC)*, Dublin, Ireland, 2013. Sept. 2013. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/UPEC.2013.6715008>
19. Jain N., Gupta A. Comparison between two compensation current control methods of shunt active power filter. *International Journal Engineering Research and General Science*. 2014. Vol. 2. Iss.5. Pp. 603–615. URL: <http://ijergs.org/files/documents/COMPARISION-75.pdf>
20. Er. Sylvester A. Design and implementation of three phase shunt active power filter with advanced current control strategy. URL <https://www.academia.edu/24346525/>
21. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller, 2012 IEEE 13th *Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726>
22. 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. DOI: <https://doi.org/10.1109/AQTR.2012.6237667>
23. Kobernichenko V.G. Calculation and design of digital filters: Yekaterinburg: Publishing house Ural. university, 2013. 64 p. URL https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/46985/1/978-5-7996-0825-5_2013.pdf (Rus)
24. Solonina A.I., Klionsky D.M., Merkucheva T.V., Perov S.N. Digital signal processing and MATLAB: SPb.: BHV-Petersburg, 2013. 512 p. (Rus)
25. Eric Nwokolo, Ifeanyi Chinaeke-Ogbuka, Augustine Ajibo, Cosmas Ogbuka, Uche Ogbuefi, Emenike Ejiogu, Performance Comparison of Sliding Mode and Instantaneous Reactive Power Theory Control Techniques for Three-Phase Active Power Filter, *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications*, March 2021. Vol. 10. No 2. Pp. 83–90. DOI: <https://doi.org/10.18178/ijeetc.10.2.83-90>
26. Samyuktha Ch., Mounika G., Jarupula Somlal, Seshi Reddy D.. Hysteresis Current Controller Based Shunt Active Power Filter For Power Quality Improvement In Synchronous Generator. *Journal of Critical Reviews*. 2020. No 7(2). Pp. 356–358. DOI: <https://doi.org/10.31838/jcr.07.02.68>.