

УДК 621.314.58

# Керування трифазним паралельним активним фільтром у ковзних режимах

Мисак Т. В., к.т.н., ORCID [0000-0002-3140-971X](https://orcid.org/0000-0002-3140-971X)Інститут електродинаміки Національної академії наук України, ROR [010c2f249](https://ror.org/010c2f249)  
Київ, Україна

**Анотація**—Пропонується проста стратегія керування трифазним паралельним активним фільтром, який приєднано до мережі, з урахуванням наявності нелінійного навантаження. Фільтр складається з напівпровідникового інвертора напруги на повністю керованих ключах, смісного накопичувача та одноланкового RL-фільтра. Проведено декомпозицію об'єкта дослідження за темпами рухів динамічної системи. Для стабілізації постійної напруги на накопичувальному конденсаторі використано алгоритм подвійного скручування, який базується на примусовому введенні одновимірного ковзного режиму другого порядку. Слідування за компенсаційним струмом відбувається за допомогою введення ковзного режиму першого порядку і застосовується стратегія непрямого керування. Для формування струму використовується двовимірна поверхня ковзання, яка є лінійною комбінацією компонентів двовимірних векторів - похибки струму RL-фільтра та деякої змінної. Побудовано імітаційну модель та проаналізовано результати моделювання. Проведено порівняння запропонованої стратегії з традиційним ПІ-регулюванням за критеріями тривалості перехідного процесу та коефіцієнтом гармонічних спотворень у струмі, який споживається з мережі.

**Ключові слова** — паралельний активний фільтр; ковзний режим другого порядку; слідування за компенсаційним струмом; поверхня ковзання; коефіцієнт гармонічних спотворень.

## I. ВСТУП

Збільшення кількості нелінійних навантажень та їх встановленої потужності в електромережах піднімає на новий рівень актуальну проблему ефективної компенсації збурень та завад, які вносять ці навантаження. Струми, які генеруються нелінійними навантаженнями, є чинниками несприятливого впливу на майже будь-яке обладнання, під'єднане до електромережі, в першу чергу на косинусні конденсатори, трансформатори та двигуни змінного струму, викликаючи додаткові втрати, перегрів та перевантаження. Більш високочастотні гармонічні складові несинусоїдних струмів здатні генерувати потужні завади лініям зв'язку, розподіленим вимірювальним системам, медичному та науковому обладнанню. На сьогоднішній день для боротьби з негативними явищами, які викликані несинусоїдними струмами використовуються фільтри різноманітних типів, топологій та конфігурацій. Пасивні фільтри, які широко застосовувались в минулому столітті, вже не здатні до ефективної боротьби зі спотвореннями. Оскільки «генератори» цих спотворень вже мають іншу динаміку та змінний спектральний склад. Набагато кращі показники для ефективної боротьби зі спотвореннями такого класу мають активні фільтри, дослідженням яких в останній час присвячено більшість публікацій [1-4].

Паралельні активні фільтри (ПАФ) являють собою на сьогоднішній день найбільш ефективне та дієве технічне рішення, спрямоване на нейтралізацію небажаного впливу різноманітних нелінійних навантажень, наявних в мережі споживача, на показники якості електроенергії в цій мережі [5]. До суттєвих

переваг ПАФ у порівнянні з пасивними фільтрами слід віднести здатність не тільки послаблювати гармоніки струму та можливість компенсації реактивних струмів, але й відсутність явищ резонансного характеру, які можуть виникати при роботі пасивних фільтрів. Стохастичність зміни параметрів мережі та навантажень призвела до появи великої кількості стратегій керування ПАФ. Пропонуються різноманітні підходи до побудови систем керування (СК), від ставших майже класичними до найновітніших, для регулювання систем перетворювачів різної потужності, такі як лінеаризація вхід-вихід, нелінійне адаптивне управління, диференційоване управління на основі плоскості, управління на основі пасивності, лінеаризація зворотного зв'язку, нечіткі / нейронні стратегії управління, модель прогнозування управління, адаптивне управління та примусове введення ковзних режимів (КР) [6-11]. Хоча відомо, що ковзні режими в поєднанні з високими показниками швидкодії сучасних напівпровідникових ключів, мають також недоліки, основним з яких вважається нерівномірність комутацій. Ковзні режими першого порядку відносно широко використовуються для побудови локальних контурів формування компенсаційного струму [6, 7, 9]. Найпростіший алгоритм з ковзним режимом другого порядку також почав застосовуватись для заміни традиційних ПІ-регуляторів в задачах стабілізації постійної напруги на конденсаторі накопичувача ПАФ [12]. Проте він виявляє свою ефективність у достатньо вузькій локальній зоні початкових умов. Для розширення такої зони без втрати ефективності існують нові теоретичні підходи [13, 14], які



ще потребують своєї оцінки при практичному застосуванні. Тому вкрай важливим є баланс між ефективністю та простотою реалізації вибраної стратегії керування.

II. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ

A. Електрична схема

Широко вживану компоновку силової схеми електричної системи, яка складається з IGBT-інвертора з RL-елементами на виході та накопичувальним конденсатором, неідеальної мережі живлення і нелінійного навантаження, представлено на рис.1, на якому прийняті такі позначення:  $L_g, L_L, L_f, R_g, R_L, R_f$  – індуктивності та активні опори трифазної мережі живлення, нелінійного навантаження та фільтра;  $E_g, U_g$  – миттєві значення е.р.с. та напруг мережі;  $I_g, I_L, I_f$  – струми мережі, нелінійного навантаження та компенсаційний 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 накопичувальному конденсаторі ПАФ.

B. Система керування ПАФ

Структура СК ПАФ вибирається таким чином, щоб забезпечувати одночасне вирішення наступних задач: генерування завдання струму компенсації з бажаними параметрами; формування ПАФ-ом цього компенсаційного струму, який інжектують у мережу; підтримання такої величини  $U_{dc}$ , яка необхідна для формування струму [1].

Для побудови алгоритму керування бажаним є знання про всі параметри та змінні стану схеми рис.1. Але не всі вони доступні для вимірювання. В загальному випадку для конструювання СК ПАФ потрібно вимірювати в реальному часі в залежності від обраної стратегії керування величини  $U_{gi}, I_{gi}, I_{Li}, I_{fb}, U_{dc}, I_d$  та частоту мережі  $\omega, i \in \{a, b, c\}$ , 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 по вимірюваним збуренням. Блок-схема однієї з можливих структур такої СК ПАФ скалярного типу (три канали з гістерезисними ланками) має загальний вигляд, який зображено на рис.2, на якій прийняті такі позначення:  $abc \rightarrow \omega t$  та  $\alpha\beta \rightarrow abc$  – ланки перетворення координат;  $abc \rightarrow \omega t$  – ланка визначення кутового розташування просторового вектора напруги  $U_g$ ; фільтр небажаних збурень в сигналі  $\Delta i_{ref}$  складової завдання струму; контролери двовимірної поверхні ковзання контуру струму та величини постійної напруги; релейні елементи з гістерезисною характеристикою, які формують сигнали керування IGBT-ключами інвертора.

C. Математична модель

Компенсуючі струми, які інжектуються ПАФ до мережі, можуть бути описані за допомогою системи диференціальних рівнянь (СДР) в системі координат  $\alpha$ - $\beta$ :

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

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, внаслідок наявності ключового перетворювача, природно є розривними.

Зважаючи на те, що миттєві величини струмів, які 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).

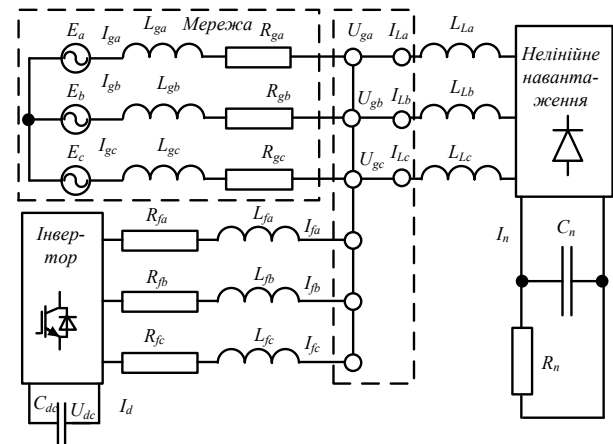


Рис.1. Силовая электрическая схема с параллельным активным фильтром и нелинейным нагрузочным элементом

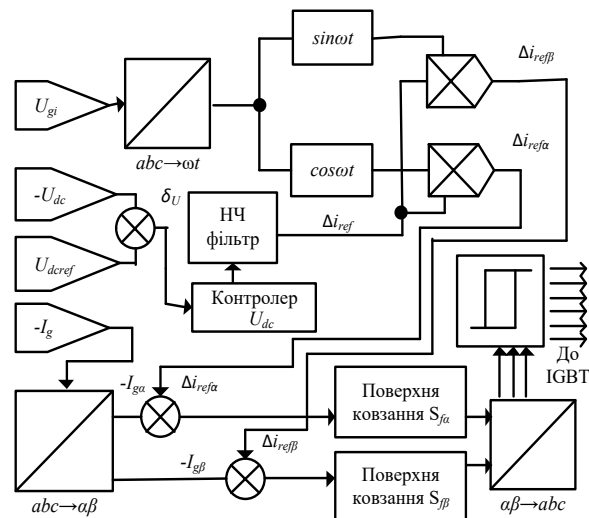


Рис.2. Блок-схема системы управления ПАФ



DOI: 10.20535/2523-4455.me.207044

### III. СИНТЕЗ КОВЗНИХ РЕЖИМІВ

При синтезі керування можна застосувати підхід, який базується на принципі декомпозиції рухів [15, 16] та використовує природні властивості об'єкта, в т.ч. за допомогою розривного керування [15], оскільки фазові швидкості в СДР (1) та (2) значно відрізняються. В основі такого підходу лежить розділення вектора змінних стану на групи компонентів та послідовне їх використання в якості керуючих впливів. Задачу прямої компенсації збурень внаслідок наявності нелінійного навантаження виконує контур слідкування за струмом з керуванням  $u_{\alpha,\beta}$ , а задачу підтримання умов існування ковзного режиму в СДР (2) виконує керування  $u_{\alpha,\beta}$ .

Пряме застосування фінітного алгоритму подвійного скручування у своєму найпростішому базовому вигляді [17-19], є небажаним з огляду на те, що в системі з постійно діючими збуреннями при формуванні  $U_{dc}$  це може призвести до появи зайвих коливань в цій напрузі, а, отже, до їх потрапляння в сигнал завдання амплітуди компенсаційного струму, як наслідок – до того, що поки ми компенсуємо результат спотворень від нелінійного навантаження, одночасно спотворюємо компенсаційний струм іншим чином, що безпосередньо призводить до погіршення показника THD.

Тому застосуємо відмінний від традиційного алгоритму подвійного скручування, в якому ковзний режим другого порядку реалізовано таким чином, що вектор-функцію  $u$  керування можна представити у вигляді [17]:

$$u = z + \begin{cases} -\lambda |\sigma_0|^p \operatorname{sign}(\sigma) \text{ if } |\sigma| > \sigma_0, \\ -\lambda |\sigma|^p \operatorname{sign}(\sigma) \text{ if } |\sigma| \leq \sigma_0, \end{cases} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} z = f(u, \sigma),$$

де  $\sigma$  – вектор похибок,  $z$  – вектор «операторної змінної» [13],  $\lambda > 0$ ,  $\rho = [0 \dots 1/2]$ ,  $\sigma_0 > 0$  – константи,  $f(u, \sigma)$  – деяка ліпшицева кусочно-неперервна вектор-функція.

#### A. Керування напругою конденсатора накопичувача

Величина  $U_{dc}$  мусить бути достатньою для того, щоб умови існування ковзного режиму в контурі струму виконувались у всій робочій області системи живлення. Вихідний сигнал регулятора напруги є складовою сигнала завдання  $\Delta i_{ref}$  для контуру слідкування за струмом. Для синтезу регулятора  $U_{dc}$  введемо похибку напруги на конденсаторі накопичувача у вигляді  $\delta_U = U_{dcref} - U_{dc}$ . Тоді, вибравши в (3) скалярну функцію  $f(u, \delta_U)$  у вигляді:

$$f(u, \delta_U) = \begin{cases} -u \text{ if } |u| > K_c \\ -\alpha_c \operatorname{sign}(\delta_U) \text{ if } |u| \leq K_c \end{cases}, \quad (4)$$

де  $\alpha_c$ ,  $K_c > 0$  – деякі константи, та замінивши в (3) вектор похибок  $\sigma$  на похибку напруги  $\delta_U$ , для локальних початкових умов  $|u| = |z(t_0) + u(t_0, x_0)| \leq k$  та  $\rho = 1/2$ , можемо стверджувати, що  $u$  являє собою алгоритм ковзання другого порядку, для якого існує рівномірна

оцінка попадання в ковзний режим з моменту першого обернення  $\delta_U$  в нуль.

Вихідний сигнал регулятора напруги є складовою сигнала завдання  $\Delta i_{ref}$  для контуру слідкування за струмом (рис.2). 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  $\delta_U$  в усталеному режимі є величиною незначною у порівнянні з  $U_{dcref}$ , в ній можуть мати місце збурення, обумовлені характером навантаження. Тому для мінімізації впливу паразитних складових збурення, наявних у вихідному сигналі регулятора  $U_{dc}$ , в різних технічних рішеннях застосовуються додаткові інтегратори, одно- та дволанкові фільтри першого порядку, резонансні ланки або фільтри більш складної структури, наявність яких враховується при імітаційному моделюванні та експериментальних дослідженнях.

Орієнтуючись на результати, одержані у [12], збільшення швидкодії базового варіанта регулятора (3) з алгоритмом подвійного скручування [13] можна досягти, доповнивши його доданком  $-\eta \cdot \delta_U$  [14]. В результаті сигнал завдання  $\Delta i_{ref}$  для контуру струму відповідно до СК рис.2 можна визначити, як:

$$\begin{aligned} \Delta i_{ref} &= LPF(u_c - \eta \delta_U), \\ u_c &= z_c + \begin{cases} -\lambda_c |\delta_0|^p \operatorname{sign}(\delta_U) \text{ if } |\delta_U| > \delta_0, \\ -\lambda_c |\delta_U|^p \operatorname{sign}(\delta_U) \text{ if } |\delta_U| \leq \delta_0, \end{cases}, \quad (5) \\ \frac{d}{dt} z_c &= \begin{cases} -u_c \text{ if } |u_c| > K_c \\ -\alpha_c \operatorname{sign}(\delta_U) \text{ if } |u_{c2}| \leq K_c \end{cases} \end{aligned}$$

де  $z_c$  – вектор «операторної змінної» [13],  $\lambda_c > 0$ ,  $\rho = 1/2$ ,  $\delta_0 > 0$  – константи,  $LPF$  – неперервна функція, яка описує НЧ фільтр. За виконання умов  $|\Delta i_{ref}| \leq \gamma$ ,  $1 + \gamma_1 < \gamma$ ,  $\eta \cdot |\delta_U| \leq \gamma_1$ , та  $\eta, \gamma > 0$ , керування (5) забезпечує асимптотичну стійкість в метриці похибки  $|\delta_U| + |d\delta_U/dt|$  ковзного режиму другого порядку [13].

#### B. Блок слідкування за компенсаційним струмом

Примусове введення ковзного режиму здатне забезпечити високу швидкість [20] формування компенсаційного струму. Для синтезу керування ним введемо двовимірний вектор похибки звичним чином -  $\delta_{\alpha,\beta} = I_{ref\alpha,\beta} - I_{\alpha,\beta}$ ,  $I_{ref\alpha,\beta}$  – завдання двовимірного вектора компенсаційного струму ПАФ. В системі з одноланковим  $RL$ -фільтром можна забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок ковзних режимів першого порядку, використовуючи тільки відхилення вихідної координати, проте вважається, що більш складна поверхня ковзання здатна поліпшити характеристики відпрацювання струму. Тому двовимірну поверхню ковзання в підпросторі похибок можна записати в системі координат  $\alpha-\beta$  у вигляді [21]:

$$S_{\alpha,\beta} = \delta_{\alpha,\beta} + \tau_1 d(\delta_{\alpha,\beta})/dt, \quad (6)$$

де  $\tau_1$  – стала, яка визначає бажану швидкість реакції на збурення та точність відпрацювання.

Оскільки бажаний вектор компенсаційного струму можна визначити, як:

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

де  $\Delta i_{ref}$  – амплітуда завдання струму, за рахунок якої формується  $U_{dc}$  таке, що  $|U_{dc}| > 3/2 \cdot \sup |U_g|$ ,  $\omega$  – кутова частота мережі, вважаючи, що  $U_{dc}$  змінюється набагато повільніше, ніж  $I_f$ , можна знехтувати похідними  $\Delta i_{ref}$  компонент в (6), що дасть можливість записати [12]:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \tau_1 (\omega \Delta i_\beta - dI_{L\alpha} / dt), \\ S_\beta &= \delta_\beta + \tau_1 (\omega \Delta i_\alpha + dI_{L\beta} / dt), \end{aligned} \quad (7)$$

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

В електричній схемі (рис.1) немає можливості безпосереднього вимірювання компонент  $I_{g\alpha, \beta}$ , тому застосуємо стратегію непрямого керування і перепишемо (1) з урахуванням переходу до струму мережі  $I_{g\alpha, \beta} = I_{L\alpha, \beta} - I_{f\alpha, \beta}$  у векторно-матричному вигляді:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} + F_{\alpha\beta}(t) + u_f, \quad (8)$$

де  $a_{11} = -(R_f + R_g) / (L_f + L_g)$ ,  $a_{22} = a_{11}$ ,  $a_{32} = 1 / (L_f + L_g)$ ,  $a_{12} = a_{21} = 0$ ,  $F_{\alpha\beta}(t) = a_{32} (E_{g\alpha, \beta} + R_f I_{L\alpha, \beta} + L_f \dot{I}_{L\alpha, \beta})$  – збурення, яке є обмеженим,  $u_f = -a_{32} U_{dc} [\text{sign}(S_\alpha), \text{sign}(S_\beta)]^T$ .

Рівняння (8) свідчать, що мережа живлення має фільтруючі властивості. Для подальшого синтезу в теорії керування іноді використовують наступний підхід. Припустимо, що вже має місце такий наближений до ідеального ковзний режим першого порядку в контурі слідкування за струмом, що пульсації не перевищують деякої малої величини. Оскільки керування компенсаційним струмом призначене для формування саме першої гармоніки та притуплення інших, які вважаються непотрібними збуреннями, припущення, що мережа симетрична, дає можливість перейти до спрощення  $I_{g\alpha, \beta} = [-\omega I_{g\beta}, \omega I_{g\alpha}]^T$ .

Тому вираз для поверхні ковзання (7) можна переписати таким чином:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \omega \tau_1 (\Delta i_\beta - I_{g\beta}), \\ S_\beta &= \delta_\beta + \omega \tau_1 (\Delta i_\alpha - I_{g\alpha}), \end{aligned} \quad (9)$$

що дає можливість використання нової поверхні ковзання заміною (6) на (9) та дозволяє уникнути наближених спрощених формул [12] або застосування операції прямого обчислення похідної.

#### IV. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЙОГО РЕЗУЛЬТАТИ

Припущення ідеальності як ковзного режиму, яке широко використовується при синтезі регуляторів СК, так і силової схеми, призводить до необхідності перевірки 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 та налаштувань системи керування:

- трифазна мережа живлення напругою  $U_\phi = 220\text{В}$  та частотою 50 Гц, індуктивність та активний опір якої обчислюються, виходячи зі струмів к.з.  $I_{k.z.} = 2\text{кА}$  та  $\cos \phi_{k.z.} = 0.1$ ;
- завдання напруги  $U_{dcref} = 690\text{В}$  з допустимою похибкою  $|\delta_U| \leq \gamma_1 = 0.1$ ;
- ємність конденсатора  $C_{dc} = 3300\text{мкФ}$ ;
- вихідний фільтр з індуктивністю  $L_f = 1.8\text{мГн}$ , та опором  $R_f = 0.06\text{Ом}$ ;
- параметри додаткового лінійного  $RL$ -навантаження:  $R = 7.05\text{Ом}$ ,  $L = 13.0\text{мГн}$ ;
- опір активного навантаження  $R_n = 42.32\text{Ом}$ ;
- параметри нелінійного навантаження відповідають ПЧ DANFOSS з  $P_{nom} = 7.5\text{кВт}$ ;

Параметри СК та налаштування коефіцієнтів регуляторів контуру напруги:  $\lambda = \sqrt{2}$ ,  $\alpha = \sqrt{2} / C_{dc}$ ,  $\delta_0 = 0.1$ ,  $\rho = 1/2$ ,  $\eta = \sqrt{2} - 1$ .

Параметри СК та налаштування коефіцієнтів регуляторів контуру струму:

- гістерезис  $\Delta = 1.68\text{А}$ ,
- стала часу  $\tau_1 = U_{dcref} * L_f / R_f / 380 / \sqrt{2} / \Delta / \omega$ ,

які дозволили отримати середню частоту комутації ключів інвертора приблизно 15.5 кГц

На рис.3 наведено для порівняння графіки похибки напруги  $\delta_U$  та сигнал виходу регулятора  $\Delta i_{ref}$  з керуванням від традиційного ПІ-регулятора (вгорі) з використанням поверхонь ковзання (9) на: інтервалі  $[0, 0.08]$  сек – лінійне  $RL$ -навантаження, та на інтервалі  $[0.08, 0.18]$  сек – додатково вмикається нелінійне навантаження, з керуванням (5).

Дослідження за допомогою імітаційної моделі підтвердили, що СК з асимптотичним алгоритмом скручування показує більшу швидкість, ніж традиційний ПІ-регулятор. Традиційний ПІ-регулятор з при порівняльному аналізі було налаштовано на аперіодичний процес (коефіцієнт пропорційної частини = 1.0367, коефіцієнт інтегральної частини = 40.7121), оскільки підвищення його швидкодії шляхом переходу до коливальних процесів призводить до появи перерегулювання, що є неприпустимим.

Збільшення відносної швидкодії ПАФ майже на 16% (для наведеного набору параметрів) призвело до збільшення ТНД на незначну величину (0.3%) у порівнянні з традиційним ПІ-регулятором. Слід зазначити, що швидкість нелінійно залежить не тільки від налаштувань СК, але й від початкових значень змінних стану.

На рис. 5 наведено спектральний склад струму мережі після умовного завершення перехідного процесу (квазіусталений режим) у випадку комбінова-



ного навантаження (нелінійне та лінійне RL-навантаження) для традиційного ПІ-регулювання рис.5а та на рис.5б – із запропонованою стратегією.

Використання поверхні ковзання (5) знизило амплітуду 5-ї гармоніки у порівнянні із СК з традиційним ПІ-регулятором та слідкуванням лише за похибкою, змістивши максимуми гармонічних складових в бік вищих частот в район 17-ої та 25-ої гармонік.

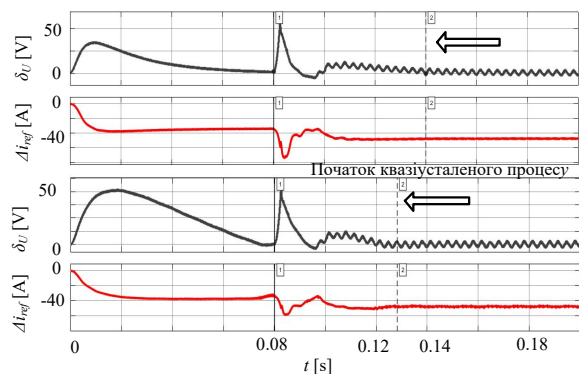


Рис.3. Похибка напруги та сигнал завдання струму

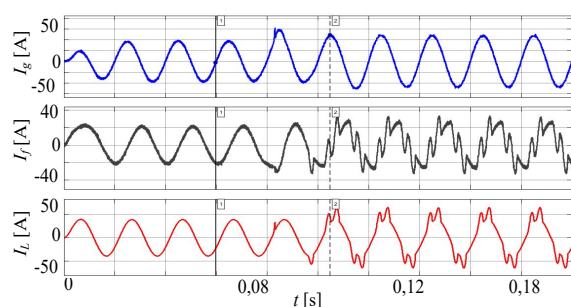
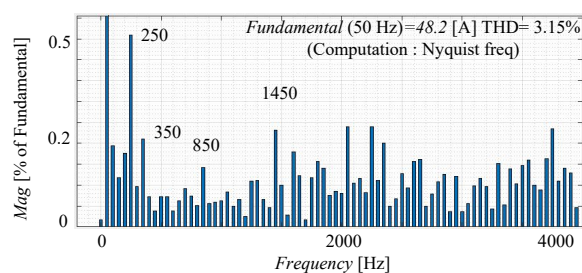
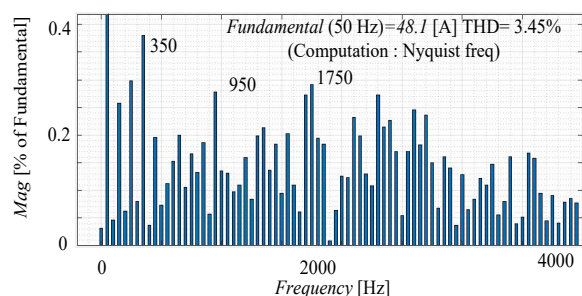


Рис.4. Струми мережі, ПАФ та нелінійного навантаження



a)



б)

Рис.5. Спектральний склад струму мережі

## ВИСНОВКИ

Показано можливість реалізації стратегії слідкування за компенсаційним струмом, в якій для обчислення поверхні ковзання використовується лінійна комбінація з похибки струму та змінної, яка визначається за припущення ідеальності ковзного режиму першого порядку в контурах формування компенсаційного струму. Підтверджено, що застосування алгоритму асимптотичного скручування на базі ковзного режиму другого порядку в контурі слідкування за напругою на конденсаторі накопичувача не генерує неочікуваних коливальних процесів, властивих регуляторам з ковзними режимами першого порядку. Також моделювання підтвердило теоретичні припущення про те, що застосування ковзних режимів збільшує швидкодію ПАФ в цілому.

## ПОДЯКА

Роботу виконано за бюджетною темою: "Розробка та дослідження ефективних засобів і методів керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів" № 0115U002581 (2016-2020 рр.), Код програмної класифікації видатків 6541030.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] B.Singh, A.Chandra, K. Al-Haddad. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 582p., 2015. DOI: [10.1002/9781118922064](https://doi.org/10.1002/9781118922064).
- [2] Mykhalskiy V. M. Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage transformers with Pulse-With-Modulation. Kyiv: Інститут електродинаміки NAN України, 340p. (Ukr), 2013. ISBN: 978-966-02-6727-5.
- [3] Luis Morán, Juan Dixon, Miguel Torres. 41 - Active Power Filters, in Power Electronics Handbook (Fourth Edition), Butterworth-Heinemann, pp. 1341-1379, 2018, ISBN 9780128114070, DOI: [10.1016/B978-0-12-811407-0.00046-5](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00046-5).
- [4] Min Chen, Zhong Chen, Jun Xu, Ye Zhu, Dehong Xu. Chapter 14 - Power Converters for Power Quality Improvement. Edited by Frede Blaabjerg. Control of Power Electronic Converters and Systems. Vol 2, pp 53-78, 2018. DOI: [10.1016/B978-0-12-816136-4.00014-2](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-816136-4.00014-2)
- [5] Luís Fernando, Corrêa Monteiro. New Trends in Active Power Filter for Modern Power Grids, Power System Harmonics in Analysis, Effects and Mitigation Solutions for Power Quality Improvement, Ahmed Zobaa, Shady H. E. Abdel Aleem. Murat Erhan Balci, IntechOpen, 2018. DOI: <https://doi.org/10.5772/intechopen.72195>
- [6] S.S. Nirmale, S.Mahaddalkar. 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 Vol. 5, Sp. Iss. 2, pp.12-16, April 2017. DOI: [10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03](https://doi.org/10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03)
- [7] Trinh Quoc, Na Lee, Hong-Hee. An Advanced Current Control Strategy for Three-Phase Shunt Active Power Filters. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Vol.60, No.12, Pp.5400-5410, 2013. DOI: [10.1109/TIE.2012.2229677](https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2229677)
- [8] J.Anju , A.T.Babitha, P.Nisha, Ph.Riya. A Review of Active Power Filters In Power System Applications. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, Issue 6, June 2014. URL: [https://www.ijareeic.com/upload/2014/june/35\\_AReview.pdf](https://www.ijareeic.com/upload/2014/june/35_AReview.pdf)



- [9] A.T.Boum, K. G..Djidjio B., L.Bitjoka. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, *Systems Science & Control Engineering*, 5:1, pp.535-543, 2017. DOI: [10.1080/21642583.2017.1405372](https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372)
- [10] M. T.Benchouia,, I. Ghabbane, A. Golea, K. Srairi, M. H. Benbouzid. "Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers Based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter." *In Energy Procedia*, 50:504–11. Elsevier Ltd, 2014. DOI: [10.1016/j.egypro.2014.06.061](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.061)
- [11] B.Kushal, D.Seema. A Novel DC-Link Voltage Control Strategy for Shunt Active Power Filters using Sliding Mode Controller. *International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering*, ISSN(p): 2347-6982, Vol.6, Iss.9, Sep.-2018, URL: [http://www.digitalxplore.org/up\\_proc/pdf/386-153336885042-48.pdf](http://www.digitalxplore.org/up_proc/pdf/386-153336885042-48.pdf)
- [12] Denysenko K.I., Kutran I.S., Lesyk V.A., Mysak T.V. Increasing the performance of the voltage control subsystem of the storage capacitor of a three-phase parallel active filter. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine*, 2020. – №55, pp.22-30. DOI: [10.15407/publishing2020.55.022](https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.022)
- [13] Emelyanov S. V., Korovin S. K., Levantovskii L. V., A family of new regulators based on second order sliding mode. *Matematicheskoe Modelirovaniye*, Vol.2, No.3, pp.89–100, 1990. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>
- [14] Y.Shtessel, M.Taleb, F. Plestan. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. *Automatica*. 48, pp.759–769, 2012. DOI: [10.1016/j.automatica.2012.02.024](https://doi.org/10.1016/j.automatica.2012.02.024).
- [15] Drakunov S. V., Izosimov D. B., Luk'yanov A. G., Utkin V. A., Utkin V. I., The block control principle. I, *Avtomatika i Telemekhanika*, 1990, no. 5, pp.38–47. (Rus). URL: <http://www.mathnet.ru/links/bd8f096b2b67d10c1b9adb7fab6efe6/at5365.pdf>
- [16] V.D. Yurkevich «Sintez nelineynykh sistem s SHIM v kanale upravleniya na osnove metoda razdeleniya dvizheniy [Synthesis of nonlinear systems with PWM in a control channel based on the motion separation method],» . 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>
- [17] A. Levant Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, *International Journal of Control*, 58:6, pp.1247-1263, 1993. DOI: [10.1080/00207179308923053](https://doi.org/10.1080/00207179308923053)
- [18] Gali Vijayakumar, Gupta Dr., Gupta, R.A.. Experimental investigations on multitudinal sliding mode controller-based interleaved shunt APF to mitigate shoot-through and PQ problems under distorted supply voltage conditions. *International Transactions on Electrical Energy Systems*. 29. e2701. 2018. DOI: [10.1002/etep.2701](https://doi.org/10.1002/etep.2701).
- [19] S. Saetio, R. Devaraj and D. A. Torrey. The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control, *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Denver, CO, USA, pp.1135-1142 vol.2, 1994, DOI: [10.1109/IAS.1994.377571](https://doi.org/10.1109/IAS.1994.377571)
- [20] Bor-Ren Lin, Zong-Liang Hung, Shuh-Chuan Tsay, Mu-Shan Liao. Shunt Active Filter with Sliding Mode Control. *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology*. TENCON 2001. Vol.2, pp. 884 - 889 DOI: [10.1109/TENCON.2001.949723](https://doi.org/10.1109/TENCON.2001.949723).
- [21] Nabil Derbel, Jawhar Ghommam, Qu. Zhu. Applications of Sliding Mode Control.. Springer Science+Business Media Singapore, 366p, 2017. ISBN 978-981-10-2373-6. DOI: [10.1007/978-981-10-2374-3](https://doi.org/10.1007/978-981-10-2374-3).

Надійшла до редакції 02 липня 2020 р.



UDC 621.314.58

# Three-Phase Shunt Active Filter Control in Sliding Modes

T. V. Mysak, PhD ORCID [0000-0002-3140-971X](https://orcid.org/0000-0002-3140-971X)Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, ROR [010c2f249](https://ror.org/010c2f249)  
Kyiv, UkraineDOI: [10.20535/2523-4455.mea.207044](https://doi.org/10.20535/2523-4455.mea.207044)

**Abstract**—A simple control strategy of the three-phase shunt active power filter that is connected to a non-linear load network is proposed. The filter consists of a three-phase voltage source inverter based on fully controlled switches, capacitor storage, and a first-order three-phase RL filter. The decomposition of the object of study according to the rates of motion of the dynamic system was performed. The fast subsystem is a circuit of compensation current control, the slow subsystem performs stabilization of the capacitor voltage. The basis of this approach is the separation of the vector of state variables into groups of components and their consistent use as control actions. To stabilize the DC voltage on the storage capacitor, a double twisting algorithm, which is based on the forced introduction of a one-dimensional second order sliding mode is used. The proposed strategy provides asymptotic stability in the error metric of the second-order sliding mode. The output signal of the voltage stabilization subsystem is a component of the reference signal for the current tracking circuit. A low pass filter to separate the subsystems is used. Compensation current is forming by the forced entering the first-order sliding mode. To reduce the number of current sensors in the system, an indirect control strategy is used. To generate the compensation current, a two-dimensional sliding manifold, which is a linear combination of components of two-dimensional vectors - the current error of the RL filter and some variable is used. The form of this variable is determined on the assumption that the first-order sliding mode in the current loop already exists and is ideal. Each component of this sliding surface is a linear combination of components of two-dimensional vectors. The first vector is the current error of the RL filter, the coordinates of the second are locally equivalent to the derivative of fundamental harmonic of this error. A simulation model is built and the simulation results are analyzed. The proposed strategy is compared with the traditional PI-regulation on the criteria of the duration of the transient process and the coefficient of harmonic distortion in the current consumed from the grid.

**Keywords** — *shunt active power filter; second-order sliding mode; compensating current; sliding manifold; total harmonic distortion.*

