

Векторна стратегія формування компенсаційного струму паралельного активного фільтра у ковзному режимі

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 просторово-векторна стратегія керування трифазним паралельним активним фільтром (ПАФ), приєднаним до мережі, в якій наявне нелінійне навантаження. Фільтр складається з напівпровідникового інвертора напруги на повністю керованих ключах, ємнісного накопичувача та одноланкового RL-фільтра. Постійна напруга ємнісного накопичувача стабілізується за допомогою ковзного режиму другого порядку, який базується на імплементації фінітного алгоритма подвійного скручування. Для формування компенсаційного струму використовується стратегія непрямого керування та векторний алгоритм слідування за миттєвим значенням струму типу «паралелограм». Запропонований алгоритм використовує методи проєктивної геометрії для визначення взаємного розташування просторових векторів напруг та струмів системи живлення, тому в ньому відсутні складні математичні операції обчислення зворотних тригонометричних функцій. Вибір відповідного вектора вихідної напруги інвертора ПАФ відбувається виходячи з розташування вектора похибки струму відносно деяких ліній перемикання. Лінії перемикання утворено з проєкцій двовимірної поверхні ковзання на площину та подальшого їх лінійного перетворення. Лінійне перетворення проєкцій поверхонь ковзання включає в себе послідовно операції повороту на фіксований кут, паралельного переміщення та застосування матриці повороту. Ця матриця повороту має постійні коефіцієнти, які в певні моменти часу змінюються стрибкоподібно, виходячи з просторового розташування вектора еквівалентного керування, координати якого обчислюються в реальному часі. Побудовано імітаційну модель та проаналізовано результати моделювання. Проведено порівняння запропонованої стратегії з традиційним гістерезисним алгоритмом за критеріями кількості комутацій.

Ключові слова — паралельний активний фільтр; ковзний режим; просторово-векторне керування, компенсаційний струм; квазістаціонарна поверхня ковзання.

I. ВСТУП

Досвід, накопичений з початку нового тисячоліття, як тими, хто контролює якість електроенергії в мережах споживачів, так і тими, хто цю енергію споживає, є доконаним свідченням того, що проблеми, пов'язані з нелінійними навантаженнями, нікуди не зникли. Нелінійні навантаження залишаються основними 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. Пасивні фільтри набули широкого застосування в минулому столітті, але зараз виявились не здатними до ефективної боротьби зі спотвореннями, які вже мають швидшу 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 [1-6].

Паралельні активні фільтри (ПАФ) повсякчас демонструють, що вони є найбільш ефективним та

дієвим технічним рішенням, спрямованим на нейтралізацію шкідливого впливу збурених струмів та напруг, які породжуються нелінійними навантаженнями в мережі споживача, поліпшуючи при цьому показники якості електроенергії в цій мережі [1]. Зрозуміло, що нові властивості збурень призвели до появи різноманітних стратегій керування ПАФ. Пропонуються підходи до побудови систем керування (СК)[4,5], від майже класичного гістерезисного керування компенсаційним струмом до найновітніших, таких як лінеаризація вхід-вихід, нелінійне адаптивне управління, диференційоване управління на основі плоскостності, управління на основі пасивності, лінеаризація зворотного зв'язку, нечіткі / нейронні стратегії управління, модель прогнозування управління, адаптивне управління та примусове введення ковзних режимів (КР) [6]. Відомо, що класичне трьохканальне гістерезисне керування, хоч і демонструє високі показники швидкодії та є дуже простим в технічній реалізації, має також недоліки, основними з яких вважаються порівняно висока частота та нерівномірність комутацій [7]. Метою даної роботи є подолання цих негативних ефектів, які властиві класичному гістерезисному керуванню, шляхом примусового введення



векторних ковзних режимів в локальні контури формування компенсаційного струму.

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, комбінованого лінійного та нелінійного навантаження, можна знайти в багатьох роботах [1-6]. Далі використовуватимуться 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, комбінованого навантаження та компенсаційний струм ПАФ; I_d – струм в ланці постійного струму ПАФ; C_n, C_{fc} – ємність в ланці постійного струму ПАФ; U_{dc} – постійна напруга на накопичувальному конденсаторі ПАФ.

B. Математична модель

Компенсуючі струми, які інjektуються ПАФ до мережі, можна описати за допомогою системи диференціальних рівнянь (СДР) в системі координат α - β :

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

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix},$$

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 струмом, $u_{c\alpha, \beta}$ – компоненти двовимірного вектора керування, які не тотожні $u_{f\alpha, \beta}$.

III. СИНТЕЗ КОВЗНИХ РЕЖИМІВ

При синтезі керування можна застосувати підхід, який базується на принципі декомпозиції рухів [8, 9] та використовує природні властивості об'єкта, оскільки фазові швидкості в СДР 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 $u_{f\alpha, \beta}$, а задачу підтримання умов існування ковзного режиму в СДР (1) виконує керування $u_{c\alpha, \beta}$.

A. Стабілізація напруги на конденсаторі

Величина напруги ланки постійного струму U_{dc} , яка регулятор напруги мусить підтримувати повинна бути достатньою для того, щоб умови існування ковзного режиму в контурі струму виконувались у всій робочій області системи живлення. Це означає, що вектор еквівалентного керування належить до простору допустимих керувань за наявності обмежених

збурень. Для підтримання бажаної величини U_{dc} вводиться ковзний режим другого порядку, або так званий алгоритм подвійного скручування, який забезпечує прийнятну швидкодію [10].

B. Слідкування за компенсаційним струмом

Відомо, що примусове введення ковзного режиму здатне забезпечити високу швидкодію формування компенсаційного струму. Для синтезу керування ним введемо двовимірний вектор похибки звичним чином - $\delta_{\alpha, \beta} = I_{fref \alpha, \beta} - I_{f\alpha, \beta}$, $I_{fref \alpha, \beta}$ - 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 координатах α - β у вигляді [11]:

$$S_{\alpha, \beta} = \delta_{\alpha, \beta}. \quad (2)$$

Бажаний вектор компенсаційного струму можна визначити, як [11]:

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

де Δi_{ref} – амплітуда завдання струму, за рахунок якої формується U_{dc} таке, що $|U_{dc}| > 3/2 \cdot \sup |U_g|$, ω – кутова частота мережі.

Застосовуючи до системи, яка розглядається, метод еквівалентного керування [9], розв'яжемо рівняння $dS/dt=0$ з (2), записане на підставі (1) відносно компонент вектора керування. В результаті чого двовимірний вектор еквівалентного керування u_{eq} матиме вигляд:

$$\begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_f}{U_{dc}} \left(\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{g\alpha} \\ U_{g\beta} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{fref\alpha} \\ I_{fref\beta} \end{bmatrix} \right). \quad (3)$$

Замінімо змінну стану U_{dc} (за замовчуванням $U_{dc} \neq 0$) в знаменнику (3) з урахуванням похибки, виразом $U_{dc} = U_{dref} - \delta_U$ та розділимо чисельник і знаменник на величину U_{dref} , яка є константою. Вважаючи, що всюди, окрім точки «0», є справедливою нерівність $|\delta_U| / U_{dref} < 1$, нелінійність $1/U_{dc}$ для невеликих значень похибки δ_U можна замінити ступеневим рядом вигляду $1/U_{dref} (1 + \delta_U / U_{dref} + (\delta_U / U_{dref})^2 + \dots)$. Якщо знехтувати членами вищих порядків малості, виявляється можливим замінити вектор еквівалентного керування (3) його наближеним значенням у вигляді:

$$\begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} = f(\delta_U) \left(\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{g\alpha} \\ U_{g\beta} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{fref\alpha} \\ I_{fref\beta} \end{bmatrix} \right), \quad (4)$$



де $f(\delta_U) = L_f / U_{dref}(1 + \delta_U / U_{dref})$.

Ввівши позначення $dI_L / dt = u_2$, вираз (4) для вектора еквівалентного керування можна переписати таким чином:

$$\begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} = f(\delta_U) \left(\begin{array}{l} \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} + \\ + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{g\alpha} \\ U_{g\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{2\alpha} \\ u_{2\beta} \end{bmatrix} + \Delta i \end{array} \right), \quad (5)$$

де $\Delta i = \Delta i_{ref} [-\omega \sin \omega t, \omega \cos \omega t]^T$.

Компоненти вектора u_2 визначаються за допомогою імплементації ковзного режиму другого порядку за методикою, викладеною в [10], що дасть можливість використати поверхні ковзання (2) разом з вектором еквівалентного керування у вигляді (5).

Оскільки мережа живлення має фільтруючі властивості, то для подальшого синтезу можна використати наступний підхід з прикладної теорії керування. Припустимо, що вже має місце такий, наближений до ідеального, ковзний режим першого порядку в контурі слідкування за струмом, що пульсації струму не перевищують деякої наперед заданої малої величини $|\delta_{\alpha,\beta}| < \Delta$, $R_f \cdot |\delta_{\alpha,\beta}| \ll |U_g|$. Оскільки керування компенсаційним струмом призначене для формування саме першої гармоніки та притуплення інших, які вважаються непотрібними збуреннями, це припущення дає можливість в (5) замінити ортогональні компоненти вектора I_f складовими вектора I_{ref} .

$$\begin{bmatrix} u_{eq\alpha} \\ u_{eq\beta} \end{bmatrix} = f(\delta_U) \left(\begin{array}{l} \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} I_{ref\alpha} \\ I_{ref\beta} \end{bmatrix} + \\ + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{g\alpha} \\ U_{g\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{2\alpha} \\ u_{2\beta} \end{bmatrix} + \Delta i \end{array} \right). \quad (6)$$

С. Стратегія просторово-векторної модуляції

Для усунення недоліків, властивих традиційному пофазному гістерезисному керуванню, як то лінійна залежність між поверхнями ковзання, яка призводить до появи в похідних лінійної комбінації сигналів керування, наслідком чого є виникнення такого явища, як нерівномірність комутацій [12, 13], застосуємо векторний метод, який базується на використанні властивостей лінійної оболонки, натягнутої на кінці векторів фазових швидкостей та повороту поверхонь ковзання [14]. Він дає можливість в кожний момент часу однозначно визначити необхідний вектор керування, увімкнення якого викличе появу такого вектора фазової швидкості, який не дозволить інтегральній кривій вийти за межі деякого околу на перетині поверхонь ковзання (2), як наслідок — одержати стійкість руху в ковзному режимі.

Опуклою лінійною оболонкою, натягнутою на множину кінців стаціонарних векторів вихідної напруги інвертора на площині α - β (рис.1) є рівносторонній шестикутник. На рис.1 прийняті такі позначення: $U_1 \dots U_6$ – стаціонарні вектори вихідної напруги

інвертора, U_7, U_8 – нуль-вектори. Доповнимо площину α - β віссю θ , на якій розмістяться нуль-вектори таким чином, що вектор U_7 , який відповідає відкритим «верхнім» ключам інвертора (+++), має напрямок від точки «нуль» вгору, а -нижнім - U_8 (---) –вниз. Амплітуда цих нуль-векторів складає $U_{dc}/2$. Отримаємо тривимірну конструкцію [15], горішня поверхня якої є трикутником, натягнутим на вершини U_2, U_4, U_6 , якому належить також кінець вектора U_7 . Долішня поверхня аналогічно є трикутником, натягнутим на вершини U_1, U_3, U_5 з центром на кінці вектора U_8 . За допомогою цього набору просторових векторів можна отримати в середньому будь-який вектор, який належить зображеному багатограннику. Вибір того чи іншого набору просторових векторів обумовлює наявність різноманітних алгоритмів керування ключами в залежності від кількісних та якісних критеріїв.

У відповідності до векторного методу [16], розташуємо в багатограннику ортогональні поверхні перемикання S_α, S_β , які проходять через кінець вектора I_{ref} . Проекції цих поверхонь на площину α - β (лінії перемикання $S_\alpha=0, S_\beta=0$) розділяють площину α - β на чотири сектори. В кожний момент часу вектор похибки перебуватиме в одному з цих чотирьох секторів. Оскільки набір з восьми просторових векторів керування (шість ненульових та два нульових) породжує сім різних за амплітудою векторів фазових швидкостей, однозначного розв'язку задачі керування не існує. Для встановлення однозначності векторного керування зупинимось на виборі т.зв. алгоритму «паралелограм» з використанням нульових векторів [17, 18], який є менш чутливим до точності обчислення координат вектора еквівалентного керування [19].

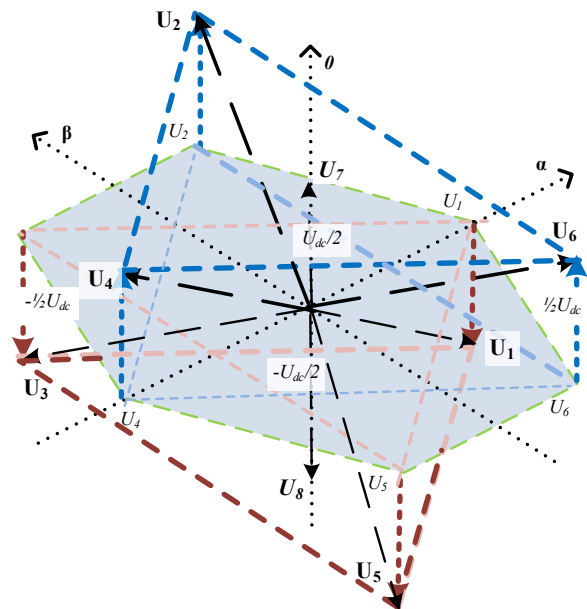


Рис.1 Просторове розташування векторів напруги

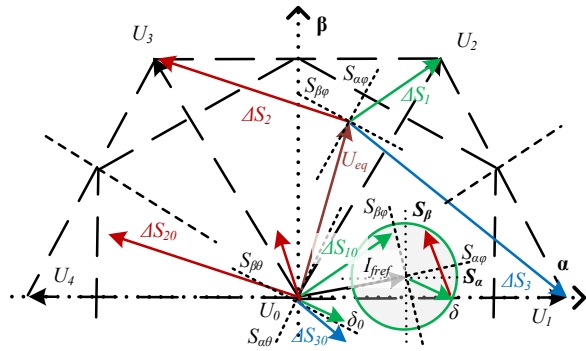


Рис. 2 Перенос векторів

Розглянемо проекцію частини тривимірного багатогранника на площину α - β (Рис.2). На рис.2 прийняті такі позначення: $U_1 \dots U_4$ – стаціонарні вектори вихідної напруги інвертора, $U_0 = \{U_7, U_8\}$ – нуль-вектор, U_{eq} – вектор еквівалентного керування, ΔS_i , ΔS_{i0} ($i=0, \dots, 3$) – нестационарні вектори фазових швидкостей, S_α , S_β – лінії перемикавання, δ – вектор похибки.

Координати векторів фазових швидкостей можна записати у вигляді $\Delta S_i = (U_{i\alpha} - U_{eq\alpha}, U_{i\beta} - U_{eq\beta})$, де U_{ik} , U_{eqk} , $k = \{\alpha, \beta\}$ – проекції відповідних векторів на осі стаціонарної системи координат α - β . Скористаємось відомою з векторної алгебри властивістю, згідно з якою координати вектора не змінюються при паралельному перенесенні системи координат. Це дає змогу виконати паралельне переміщення вектора похибки δ , перенісши його початок в точку початку координат. Координати векторів фазових швидкостей також не зміняться, якщо виконати паралельний перенос та розмістити пучок цих векторів на початку координат, позначивши їх на рис.2 як ΔS_{i0} .

Визначимо розташування вектора еквівалентного керування U_{eq} на площині α - β відносно стаціонарних векторів вихідної напруги інвертора шляхом розбиття комплексної площини, на якій здійснює обертання цей просторовий вектор, на 6 секторів по 60 електричних градусів кожний. Рівносторонній шестикутник, який утворюють ці сектори є повернутим на 30 електричних градусів відносно лінійної оболонки, утвореної кінцями стаціонарних векторів вихідної напруги. Після чого розташування однозначно визначається компонентами x_{cn} згідно з позначеннями на рис.2 (індекс n відповідає умовному номеру сектора 1...6, $x_{cn} = \log_2 1$ або "0") булевого вектора стану x_c , які можна одержати як шляхом порівняння з нулем проекцій вектора еквівалентного керування U_{eq} на осі трифазної системи координат з лінійно-залежними базисними векторами e_R , e_S , e_T умовної електричної машини, так і іншими методами [20]. Базисний набір векторів з початком на осі α , розташований на площині α - β та рухом одиничного вектора напруги мережі проти годинникової стрілки описується в трифазному генераторі мережі як або $1 \cos(\omega t)$, $1 \cos(\omega t - 2\pi/3)$, $1 \cos(\omega t + 2\pi/3)$, за годинниковою стрілкою - $1 \sin(\omega t + \pi/2)$, $1 \sin(\omega t + 7\pi/6)$, $1 \sin(\omega t - \pi/6)$.

Рух в ковзному режимі є інваріантним до лінійного перетворення (повороту) поверхонь розриву [21] $S_\alpha = 0$, $S_\beta = 0$, що дозволяє здійснювати вибір матриці

такого перетворення не обов'язково, спираючись на вимоги перпендикулярності «нових» поверхонь до векторів фазових швидкостей ΔS . В ідеальному випадку, якщо знехтувати складовими $R_f/L_f \cdot I_f$ виразу (3) [22], кут між векторами I_{fref} та U_{eq} залишиться рівним $\pi/2$. За неідеального випадку кут між цими векторами є меншим, ніж $\pi/2$ на величину, яка відповідає $\cos \varphi$ RL -фільтра ПАФ. Тому перший поворот лінії перемикавання виконується саме на кут φ відносно стаціонарних осей α - β .

Використовуючи властивість інваріантності, перенесемо поверхні ковзання (лінії перемикавання) $S_{\alpha\varphi} = 0$, $S_{\beta\varphi} = 0$, розташувавши точку їх перетину в точці початку координат. Для того, щоб отримати однозначність розв'язку задачі керування, необхідно після визначення розташування вектора похибки відносно ліній S , провести вибір такого вектора U , який викличе появу відповідного вектора фазової швидкості ΔS_{i0} , а цей вектор, в свою чергу, спрямовуватиме кінець вектора похибки в деякий (малий) окіл точки нуль. Для цього необхідно виконати другий поворот ліній $S_{\alpha\varphi} = 0$, $S_{\beta\varphi} = 0$ на деякий кут θ . Матриця такого повороту може бути як стаціонарною, так і нестационарною [23]. В алгоритмі, який пропонується, використовуємо квазістаціонарну матрицю повороту. Для того, щоб забезпечити напрямок вектора похибки в окіл точки нуль, виберемо кут $\theta = \pi/4$. Матриця першого повороту є стаціонарною тому рівняння нових ліній в старій системі координат α - β можна записати у вигляді:

$$\begin{bmatrix} \alpha' \\ \beta' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \\ \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = 0.$$

Нові позиції ліній $S_{\alpha\theta}$, $S_{\beta\theta}$ після переносу та повороту на кут $\pi/4$ проти годинникової стрілки забезпечать таке розміщення нестационарних векторів фазових швидкостей ΔS_{i0} , за якого їх перехід в сусідній сектор при будь-якому розташування вектора U_{eq} в межах визначеного компонентами x_{cn} власного симплекса є неможливим. Елементи матриці матимуть величини, які залишатимуться сталими лише в межах того сектора, який визначається на підставі наявного в даний момент кутового розташування вектора U_{eq} .

При переході U_{eq} до сусіднього симплексу, елементи матриці повороту змінюватимуться таким чином, щоб підтримувати однозначність, про яку йшлося вище.

Після цього можна стверджувати, що розташування кінця вектора похибки на площині α - β в підобластях (рис.2 пунктиром), утворених пучком прямих S_θ , буде однозначно визначатись знаками виразів:

$$\begin{aligned} P_1 &= \text{sign}(a_{1\alpha} \cdot S_{\alpha\theta} + a_{1\beta} \cdot S_{\beta\theta}), \\ P_2 &= \text{sign}(a_{2\alpha} \cdot S_{\alpha\theta} + a_{2\beta} \cdot S_{\beta\theta}), \end{aligned} \quad (7)$$

де $a_{\alpha\beta}$ – сталі (див. табл.), визначені матрицею повороту на кут, який залежить від номеру i сектора x_c , в якому знаходиться вектор еквівалентного керування U_{eq} .



ТАБЛИЦЯ ЕЛЕМЕНТІВ МАТРИЦІ ПОВОРОТУ.

Сектор	$a_{1\alpha}$	$a_{1\beta}$	$a_{2\alpha}$	$a_{2\beta}$
1	-1	-1	1	-1
2	$-1/2+\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2-1/2$	$1/2+\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2-1/2$
3	$1/2+\sqrt{3}/2$	$1/2-\sqrt{3}/2$	$-1/2+\sqrt{3}/2$	$1/2-\sqrt{3}/2$
4	1	1	-1	1
5	$1/2-\sqrt{3}/2$	$1/2-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2-1/2$	$1/2-\sqrt{3}/2$
6	$-\sqrt{3}/2-1/2$	$-\sqrt{3}/2-1/2$	$1/2-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2-1/2$

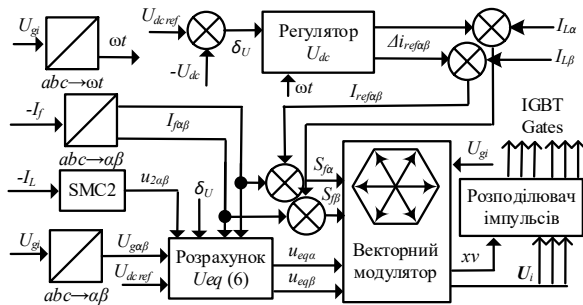


Рис.3 Структура СК ПАФ

Для лівообертальної системи векторів U_{eq} , ΔS_i , індекси (номери секторів) n компонент x_{cn} булевого вектора x_c необхідно лічити в зворотній послідовності.

IV. СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ПАФ

Структура СК ПАФ будується таким чином, щоб забезпечувати одночасне вирішення наступних задач: генерування завдання струму компенсації з бажаними параметрами [24]; формування ПАФ-ом цього компенсаційного струму, який інжектуватиметься в мережу; підтримання такої величини U_{dc} , яка необхідна для формування струму [9].

Для синтезу алгоритму керування бажаною є інформація про всі параметри та змінні стану схеми. Але не всі вони доступні для вимірювання. У загальному випадку для конструювання 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 , (індекс $i \in \{a, b, c\}$) 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 по вимірюваним збуренням. Блок-схема однієї з можливих структур такої СК ПАФ векторного типу [22] має загальний вигляд, який зображено на рис.3. На ньому прийняті такі позначення: $abc \rightarrow \alpha\beta$ – ланки перетворення координат; $abc \rightarrow \omega t$ – ланка визначення кутового розташування просторового вектора напруги U_g ; контролери двовимірного вектора еквівалентного керування та величини постійної напруги; векторний модулятор та розподільвач імпульсів, який формує сигнали керування IGBT-ключами інвертора.

A. Векторний модулятор та розподільвач імпульсів

Булевий вектор виходу векторного модулятора (т.зв. «алгоритм модуляції») x_v згідно з рівняннями (7) визначається його компонентами x_{vi} за формулами

$$x_{v1} = \bar{y}_1 \& y_2, x_{v2} = \bar{y}_1 \& \bar{y}_2, x_{v3} = y_1 \& \bar{y}_2, x_{v4} = y_1 \& y_2,$$

де y_1, y_2 – булеві змінні, які можна отримати за допомогою операцій булевої алгебри наступним чином: $y_1 = (P_1 > 0), y_2 = (P_2 > 0), \bar{a} = NOT(a) \mid_{y_1, y_2}$.

Зміна структури відбувається внаслідок комутації силових ключів інвертора, яка призводить до стрибкоподібної зміни амплітуди та напрямку вектора фазової швидкості. Ця зміна є результатом вмикання відповідного просторового вектора U (рис.1). Спосіб застосування векторів U може забезпечити поліпшення кількісних характеристик ПАФ, зокрема – знизити динамічні втрати в ключах інвертора за рахунок зменшення кількості змін структури системи рівнянь (1), яка має розривну праву частину, протягом певного інтервалу часу (зазвичай – періоду основної гармоніки). Алгоритм вибору цього вектора в залежності від стану векторного модулятора та інших змінних системи, відносять до «алгоритмів комутації», який виконується розподільвачем імпульсів.

Визначимо умови увімкнення λ стаціонарних векторів з наборів $U_1 \dots U_6$ за допомогою виразів:

$$\lambda_1 = x_{v1} \& x_{c1} + x_{v4} \& x_{c2} + x_{v2} \& x_{c6},$$

$$\lambda_2 = x_{v2} \& x_{c1} + x_{v1} \& x_{c2} + x_{v4} \& x_{c3},$$

$$\lambda_3 = x_{v2} \& x_{c2} + x_{v1} \& x_{c3} + x_{v4} \& x_{c4},$$

$$\lambda_4 = x_{v2} \& x_{c3} + x_{v1} \& x_{c4} + x_{v4} \& x_{c5},$$

$$\lambda_5 = x_{v2} \& x_{c4} + x_{v1} \& x_{c5} + x_{v4} \& x_{c6},$$

$$\lambda_6 = x_{v4} \& x_{c1} + x_{v2} \& x_{c5} + x_{v1} \& x_{c6},$$

індекси яких відповідають векторам $U_1 \dots U_6$

Хоча в системі є два нуль-вектора, спосіб їх використання жодним чином не впливає на якісні характеристики двовимірного ковзного режиму на перетині ліній перемикачів. Це можна пояснити тим, що обидва мають нульову амплітуду проєкцій на площину α - β (Рис.1), тому використання першого чи другого не впливає на амплітуду векторів фазових швидкостей ΔS_{i0} , оскільки час, за який проєкція інтегральної кривої перетинає фігуру допустимих похибок, не змінюється. В детермінованих (програмних) системах, як час увімкнення структури, так і послідовність застосування структур визначається блоками таймерів та наперед заданій черговості вмикання векторів. Тому для зниження динамічних втрат в ключах інвертора використовують такі послідовності вмикання, в яких перехід від одного вектора U до іншого відбувається шляхом комутації лише одного силового ключа інвертора. Прикладами таких мінімальних переходів згідно з рис.1 є $U_1 \rightarrow U_2, U_2 \rightarrow U_7, U_5 \rightarrow U_8 \dots$, [17]. В недетермінованих системах повноцінне використання такого підходу не є можливим саме на підставі фізичних властивостей. Проте технічне рішення, завдяки якому можна знизити кількість перемикачів в недетермінованій системі саме за рахунок вибору відповідного нуль-вектора відоме [19]. Це рішення, зокрема, має просту реалізацію за рахунок застосування мінімального кінцевого автомату, який здійснює вибір нуль-вектора в момент t_k на підставі пам'яті про стан системи на попередньому кроці t_{k-1} .

Умови увімкнення нуль-векторів U_7 , U_8 в такому випадку матимуть вигляд:

$$\lambda_{7(k)} = xv_3 \& (U_{2(k-1)} + U_{4(k-1)} + U_{6(k-1)} + U_{7(k-1)}),$$

$$\lambda_{8(k)} = xv_3 \& (U_{1(k-1)} + U_{3(k-1)} + U_{5(k-1)} + U_{8(k-1)}),$$

тобто враховують всі ті переходи, які здійснюються між вершинами та центром горішнього та долішнього трикутників багатогранника рис.1.

Після цього нескладно записати булеву функцію для кожного з елементів $h_{jk}(j=1...3, k=1,2)$ комутаційної матриці ключів інвертора

$$\begin{aligned} h_{11} &= \begin{cases} \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_6 + \lambda_7 & h_{12} \\ \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4 + \lambda_7 & h_{22} = \\ \lambda_4 + \lambda_5 + \lambda_6 + \lambda_7 & h_{32} \end{cases}, & (9) \\ &= \begin{cases} \lambda_3 + \lambda_4 + \lambda_5 + \lambda_8 \\ \lambda_1 + \lambda_5 + \lambda_6 + \lambda_8 \\ \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_8 \end{cases} \end{aligned}$$

яка легко може бути реалізована апаратно.

V. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЙОГО РЕЗУЛЬТАТИ

В ідеальному ковзному режимі вважається, що керування відбувається з нескінченно великою частотою, а вектор фазової швидкості направлений точно вздовж поверхні розриву. Проте на практиці завдяки наявності різного роду неідеальностей, від характеристик силових ключів до різного роду паразитних індуктивностей, інтегральна крива розташовується в деякому околі поверхні розриву, а зміна структури системи відбувається з кінцевою частотою. В реальному ковзному режимі з ненульовими значеннями компонент координат вектора похибки зміна структури інвертора (здійснення комутації) відбувається при виході вектора похибок за межі опуклої фігури допустимих похибок. Наявність пульсацій вектора еквівалентного керування (3) може порушити однозначність векторного алгоритму біля ліній зовнішніх границь секторів, утворених стаціонарними векторами U_i (симплексів), що призводить до спотворення форми напруг та струмів. Тому необхідно передбачити окремий процес «зшивання» симплексів по цих лініях. Для усунення неоднозначності в цифровій моделі скористаємося відомим способом, при якому зменшення тривалості одного з стаціонарних станів інвертора припиняється після досягнення деякого мінімального значення (інакше званого «заморожуванням комутацій») з урахуванням характерної для ковзних рухів специфіки. Тому при побудові цифрової моделі введемо фіксацію вектора U_i на той інтервал часу, при якому відстань Δ_{eq} від кінця вектора еквівалентного керування до границі симплекса не перевищує деякої малої величини.

Припустимо, що фігура допустимих похибок обмежена квадратом зі стороною Δ . Величина Δ вибирається, виходячи з бажаної частоти комутації, в залежності від напруги U_{dc} , та індуктивності L_f [25]. Вважаємо, що U_{eq} змінює своє положення досить

повільно, так, що за період зміни структури інвертора його можна вважати нерухомим. При такому вигляді фігури допустимих похибок максимальне значення оцінки похибки вектора струму в реальному ковзному режимі не перевищить величини $\sqrt{2}\Delta$.

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. 4 - 6 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, L_g , та R_g , якої обчислюються, виходячи зі струмів к.з. $I_{к.з.} = 1.5\text{кА}$ та $\cos\phi_{к.з.} = 0.1$;
- завдання напруги $U_{dref} = 690\text{В}$ з допустимою похибкою $|\delta_U| \leq \gamma = 0.1$;
- ємність конденсатора $C_{dc} = 3300\text{мкФ}$;
- вихідний фільтр з індуктивністю $L_f = 1.8\text{мГн}$, та опором $R_f = 0.069\text{Ом}$;
- параметри додаткового лінійного RL -навантаження: $R = 14.49\text{Ом}$, $L = 23.8\text{мГн}$;
- параметри нелінійного навантаження відповідають ПЧ DANFOSS з $P_{ном} = 10.0\text{кВт}$;

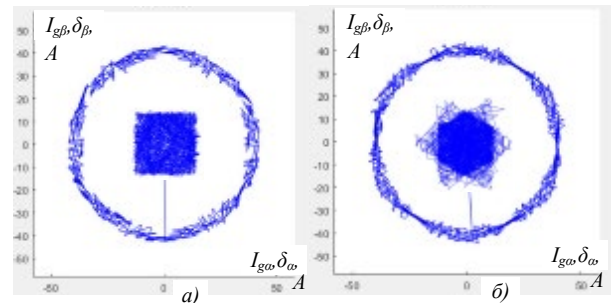


Рис.4. Годографи векторів струму мережі та похибок: а) просторово-векторна стратегія, б) трьохканальний гістерезисний регулятор струму

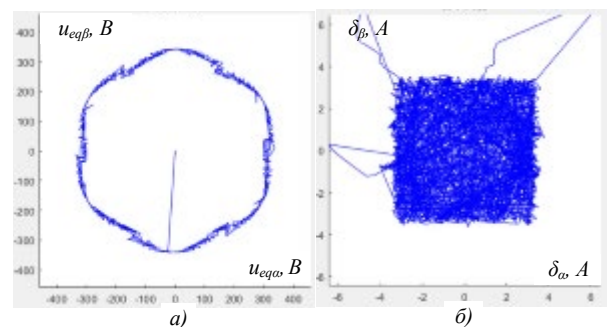


Рис.5. Годографи векторів: а) еквівалентного керування та б) похибки компенсаційного струму



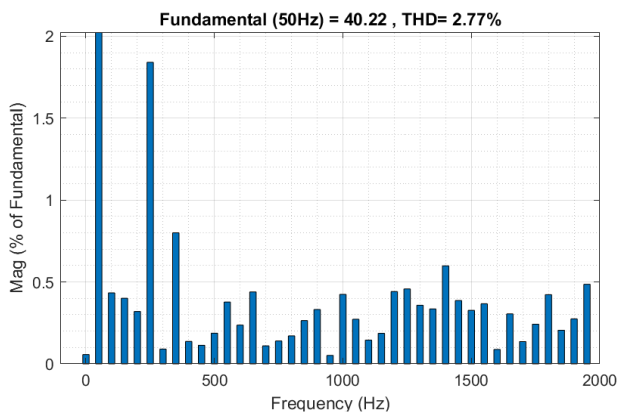


Рис.6. Спектральний склад струму мережі

- параметри СК та налаштування коефіцієнтів регуляторів контуру напруги з [10];
- фігура допустимих похибок є квадратом зі стороною $\Delta=3.23$ А.

Ці налаштування дозволили отримати середню частоту комутації ключів інвертора приблизно 13.3 кГц.

Дослідження за допомогою імітаційної моделі підтвердили, що СК з векторним алгоритмом слідкування за струмом типу «паралелограм» не призводить до спотворення форми струму, який споживається з мережі. Наявні спотворення достатньо просто помітити навіть без інструментальних засобів, аналізуючи форму годографу струму мережі. На рис.4 наведено годографи векторів струмів мережі та похибок (масштаб 3:1) відпрацювання струму в режимі комбінованого навантаження для двох випадків, рис. 4а – запропонована стратегія рис. 4б – широко розповсюджений трьохканальний гістерезисний регулятор струму. Вихід вектора похибки за межі фігури допустимих похибок (правильний шестикутник) на рис.4б є наслідком лінійної залежності між поверхнями ковзання [12]. При однакових амплітудах пульсації струму в кожній з фаз мережі, які не перевищують Δ , просторово-векторна стратегія дає можливість отримати середню частоту комутації 13.3 кГц проти 14.5 кГц для традиційного гістерезисного слідкування.

На рис.5 наведено годографи векторів еквівалентного керування (рис.5а) та похибки δ слідкування за струмом (рис.5б) мережі I_g , з просторово-векторним керуванням. Поява «пельюсток» (вильотів) на годографі похибки є наслідком «заморожування комутацій» за умови налаштування відстані для вмикання цього режиму на рівні $\Delta_{eq} \approx \Delta / 2$. Дві-три таких «пельюстки» за період $1/\omega$ практично не впливають на THD (в межах десятків долей відсотка). Мінімальне значення Δ_{eq} залежить від властивостей силових ключів та параметрів СК та силової частини. Зменшення Δ_{eq} вдвічі, до $\Delta_{eq} \approx \Delta / 4$ призвело до значного зменшення амплітуди вильотів (див. рис.4а) та зниження THD на 0.2%. Окрім цього бажаною є фільтрація складових вектора еквівалентного керування з метою видалення гармонік з частотами, вищими за половину середньої частоти комутації.

На рис. 6 наведено спектральний склад струму комбінованого (нелінійне та лінійне RL-навантаження) навантаження після завершення перехідного процесу. Домінуючими серед шкідливих гармонік є канонічні п'ята та сьома.

ВИСНОВКИ

Показано можливість реалізації векторної стратегії слідкування за компенсаційним струмом ПАФ, в якій використовується двовимірна квазістаціонарна поверхня ковзання. Підтверджено, що застосування векторного алгоритму типу «паралелограм» зменшує втрати на динаміку завдяки зменшенню кількості комутацій на періоді фундаментальної частоти за рахунок раціонального використання нульових векторів. Запропонований просторово-векторний алгоритм дозволяє суттєво зменшити обчислювальне навантаження мікропроцесорних засобів керування ПАФ в реальному часі за рахунок використання лише швидких математичних операцій та уникнення складних (тригонометричних).

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] Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe, Mauricio Aredes, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. IEEE Press, Wiley-Interscience, A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2007, 389 p. DOI: [10.1002/0470118938..](https://doi.org/10.1002/0470118938..)
- [2] Shapoval I. A., Mykhal's'kyi V. M., Artemenko M. YU., Polishchuk S. Y., Chopyk V. V. "Kompleksy heneruvannya elektroenerhiyi z funktsiyamy kompensatsiyi reaktivnoyi potuzhnosti ta aktivnoyi fil'tratsiyi na bazi mashyny podviynoho zhyvlennya [Electricity generation complexes with reactive power compensation and active filtration functions based on a dual power supply machine]". Kyiv, Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy. 2020. 241 p.
- [3] Akash N. Belonkar1, Mukund R. Salodkar. Performance Analysis of Shunt Active Power Filter with Different Switching Signal Generation Techniques. International Journal of Science and Research (IJSR) Volume 4 Issue 4, April 2015. pp.331-336. URL: https://www.ijsr.net/get_abstract.php?paper_id=SUB152957
- [4] Harnek Singh, Maneet Kour, Dip Vinod Thanki, Prakash Kumar A Review on Shunt Active Power Filter Control Strategies. International Journal of Engineering & Technology, 2018, 7 (4.5) pp.121-125. DOI: [10.14419/ijet.v7i4.5.20026](https://doi.org/10.14419/ijet.v7i4.5.20026).
- [5] Pankaj Swarnkar, Shailendra Kumar Jai and R. K. Nema Advanced Controlling Schemes for Active Power Filter: A Review. International Journal on Emerging Technologies. 2019, 10(1): 114-120. URL: <https://www.researchtrend.net/ijet/pdf/Advanced%20Controlling%20Schemes%20for%20Active%20Power%20Filter%20A%20Review%20DR%20PANKAJ%20SWARNKAR.pdf>
- [6] S Aurobinda Bag, Bidyadhar Subudhi, Pravat Kumar Ray. Comparative Analysis of Sliding Mode Controller and Hysteresis Controller for Active Power Filtering in a Grid connected PV



- System. International Journal of Emerging Electric Power Systems. 2018; 20170044 DOI: [10.1515/ijeeps-2017-0044](https://doi.org/10.1515/ijeeps-2017-0044).
- [7] S. Buso, L. Malesani and P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 722-729, Oct. 1998, DOI: [10.1109/41.720328](https://doi.org/10.1109/41.720328).
- [8] 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.
URL: <http://www.mathnet.ru/links/bd8f096b2b67d10c1b9adb7fab6efe6/at5365.pdf>
- [9] V. I. Utkin, *Sistemy s peremennoy strukturoy: sostoyaniye problemy, perspektivy* [Systems with variable structure: state of the problem, prospects], Avtomat. i telemekh., 1983, vypusk 9, 5–25.
URL: <http://www.mathnet.ru/links/84d1a70b99f64e4a61560db9a7e60645/at5207.pdf>
- [10] T. V. Mysak, "Three-Phase Shunt Active Filter Control in Sliding Modes", *Microsystems, Electronics and Acoustics*, vol. 25, no. 2, pp. 37–43, Aug. 2020. DOI: [10.20535/2523-4455.me.207044](https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.207044).
- [11] Patjoshi, Rajesh & Mahapatra, Kamalakanta. Performance comparison of direct and indirect current control techniques applied to a sliding mode based shunt active power filter. 2013 Annual IEEE India Conference, INDICON 2013. 1-5. DOI: [10.1109/INDICON.2013.6725854](https://doi.org/10.1109/INDICON.2013.6725854).
- [12] B R. Guzman, L. G. de Vicuna, J. Morales, M. Castilla, J. Miret and J. Torres-Martinez, "Sliding-mode control for a three-phase shunt active power filter in natural frame," IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, 2015, pp. 001211-001216, DOI: [10.1109/IECON.2015.7392265](https://doi.org/10.1109/IECON.2015.7392265).
- [13] C. V. Suru, M. Dobriceanu and G. E. Subtirelu, "Direct current control by constant frequency hysteresis controller in active filtering systems," 2017 5th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEEE), Galati, 2017, pp. 1-6, DOI: [10.1109/ISEEE.2017.8170659](https://doi.org/10.1109/ISEEE.2017.8170659).
- [14] S. V. Bayda, D. B. Izosimov, "Vektorny podkhod k zadache sinteza skol'zyashchego dvizheniya. Simpleksnyye algoritmy [Vector approach to the problem of sliding motion synthesis. Simplex Algorithms]", *Autom. Remote Control*, 46 (1985), 830–837.
URL: <http://www.mathnet.ru/links/e12725596d1c2311729be658454b6296/at7051.pdf>.
- [15] Simone Buso; Paolo Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, 2nd Edition, Morgan & Claypool, 2015. DOI: [10.2200/S00637ED1V01Y201503PEL007](https://doi.org/10.2200/S00637ED1V01Y201503PEL007).
- [16] T. V. Mysak, V. M. Mikhalsky. Analytical representation of vector control of the matrix converter using the sliding mode. Energy saving. Energy. Power engineering. Energy audit. - 2013. - № 8. - Spec. issue Vol. 2: To the 50th anniversary of the founding of the Department of Industrial and Biomedical Electronics of the National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute". - P. 70-77.
URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/8733>.
- [17] Vinogradov, A. B., Izosimov, D. B. Energy Data Analysis and Method of Choosing the Optimal Algorithms of Pulse-width Modulation for Controlling Three-phase Voltage Converter. *Elektrichestvo*, 2009, no. 5, pp. 37-41.
- [18] Restrepo J., Guzmán V., Giménez M., Bueno A., and Aller J., "Parallelogram Based Method for Space Vector Pulse Width Modulation", *Rev.Fac.Ing.Univ.Antioquia*, no. 52, pp. 161-171, Mar. 2010.
URL: <http://www.scielo.org.co/pdf/rfiua/n52/n52a14.pdf>
- [19] Vinogradov A. B. Vector control of AC electric drives. Ivanovo State Power Engineering University named after V.I. Lenin ". Ivanovo, 2008. 298 p.
- [20] Gaoming He, Mei Wang, Jinming Gan and Chaoxiang Liang, 2014. A New Sector Positioning Method of the SVPWM Reference Voltage Space Vector. *Information Technology Journal*, 13: 927-933. DOI: [10.3923/ijtj.2014.927.933](https://doi.org/10.3923/ijtj.2014.927.933)
URL: <https://scialert.net/abstract/?doi=ijtj.2014.927.933>.
- [21] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. Second Edition. Taylor & Francis Group, LLC. -2009. DOI: [10.1201/9781420065619](https://doi.org/10.1201/9781420065619).
- [22] J. Huang, Q. Wang, Y. Sun and X. Tong, "Sliding mode based space-vector hysteresis current control for active power filter," IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, 2015, pp. 000678-000682, DOI: [10.1109/IECON.2015.7392178](https://doi.org/10.1109/IECON.2015.7392178).
- [23] D. Wuest and F. Jenni, "Space vector based current control schemes for voltage source inverters," Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93, 1993, pp. 986-992, DOI: [10.1109/PESC.1993.472040](https://doi.org/10.1109/PESC.1993.472040).
- [24] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct. 1998, DOI: [10.1109/41.720325](https://doi.org/10.1109/41.720325).
- [25] A. Fereidouni and M. A. S. Masoum, "A new technique for improving performance of active power filter in power systems with isolated neutral point," 2015 IEEE Eindhoven PowerTech, 2015, pp. 1-5, DOI: [10.1109/PTC.2015.7232249](https://doi.org/10.1109/PTC.2015.7232249).

Надійшла до редакції 19 червня 2021 р.

Прийнята до друку 05 серпня 2021 р.



Vector Strategy of Formation of the Compensating Current of Shunt Active Filter In Sliding Mode

T. V. Mysak, PhD, ORCID [0000-0002-3140-971X](https://orcid.org/0000-0002-3140-971X)
Institute of Electrodynamics NASU, ROR [010c2f249](https://ror.org/010c2f249)
Kyiv, Ukraine

Abstract—A space-vector strategy for controlling of a three-phase shunt active power filter (SAPF), which is connected to a utility grid in which there is a nonlinear load, is proposed. The filter consists of a semiconductor voltage inverter with fully controlled switches, a capacitive storage and a single-link output RL filter. The DC voltage of the storage capacitor is stabilized by a second-order sliding mode, which is based on the implementation of a finite double-twisting algorithm. To form the compensation current, an indirect control strategy and a space-vector algorithm for tracking the instantaneous value of the current of the "parallelogram" type are used. Space-vector method avoids ambiguity in the choice of vectors of the output voltage of the inverter under the solution of the problem of current tracking. The proposed algorithm uses the methods of projective geometry to determine the relative position of the spatial vectors of voltages and currents of the power supply system, so it does not contain the difficult mathematical operations for calculating inverse trigonometric functions. The selection of the appropriate output voltage vector of the SAPF inverter on the location of the end of the current error vector relative to some switching lines is based. Switching lines from the projections of the two-dimensional sliding surface on the plane α - β are formed. These projections are subject to further linear transformation, the matrix of which is non-degenerate. Linear transformation of projections of these sliding surfaces includes sequential operations of rotation at a fixed angle, parallel movement and application of the rotation matrix. This rotation matrix has constant coefficients, which change abruptly at some points in time. The classical method of equivalent control is applied. The transition from one group of coefficients to another occurs based on the spatial location of the equivalent control vector, the coordinates of which are calculated in real time. The choice of the rotation matrix provides unambiguous determination of the spatial position and the choice of the corresponding output voltage vector of the SAPF inverter. A simulation model of the power supply system with a two-dimensional sliding mode and taking into account the features that are inherent in the real-time sliding mode is built, and the simulation results are analyzed. The "switching freeze" method to eliminate chattering was used. The proposed strategy with the traditional three-channels hysteresis algorithm of the compensation current tracking according to the criteria of the number of switches is compared.

Keywords — *shunt active power filter; sliding mode; space-vector control; compensating current; quasi-stationary sliding surface.*

