

**АНАЛІЗ СТІЙКОСТІ СИСТЕМИ СТАБІЛІЗАЦІЇ НАПРУГИ  
НА НАКОПИЧУВАЛЬНОМУ КОНДЕНСАТОРІ ТРИФАЗНОГО  
ПАРАЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА**

**Т.В. Мисак\***, канд.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: [taras@igbt.com.ua](mailto:taras@igbt.com.ua)

*Об'єктом дослідження є трифазний паралельний активний фільтр, який складається з дворівневого інвертора напруги, ємнісного накопичувача та притлумлюючої RL-ланки. Декомпозиція об'єкта за темпами рухів динамічної системи дає змогу розділити цю систему на дві підсистеми, зв'язані між собою за керуванням. Розглядається вплив динамічних характеристик низькочастотного фільтра, який виконує роль підсистеми зв'язку між контуром стабілізації напруги на конденсаторі накопичувача трифазного паралельного активного фільтра та контурами формування компенсаційного струму, на стійкість системи. Формування компенсаційного струму здійснюється за допомогою примусового введення ковзних режимів першого порядку. Математичну модель підсистеми стабілізації напруги на конденсаторі побудовано із застосуванням вектора еквівалентного керування за припущення існування ковзного режиму при формуванні компенсаційного струму. Аналіз стійкості системи стабілізації напруги під час застосування низькочастотного фільтра другого порядку проводиться за першим наближенням. Для цього використовується характеристичне рівняння замкненої системи, для якої будується інтервальний характеристичний поліном, теорема Харитонова та метод Рауса-Гурвіца для сімейства цих поліномів. Задля підтвердження теоретичних припущень побудовано імітаційну модель та проаналізовано результати цифрового моделювання. Бібл. 9, рис. 1.*

**Ключові слова:** паралельний активний фільтр, ковзний режим, низькочастотний фільтр, стійкість, інтервальний поліном, характеристичне рівняння.

**Вступ.** Паралельні активні фільтри (ПАФ) небезпідставно вважаються одним з найбільш ефективних засобів боротьби з негативним впливом нелінійних навантажень на показники якості електроенергії мережі споживача. Вирішенню задач керування ПАФ продовжує присвячуватися достатньо велика кількість публікацій. Оскільки ПАФ, беззаперечно, слід відносити до класу складних систем, для керування ним широко застосовуються різноманітні методи та їхні комбінації. Це, в свою чергу, призводить до виникнення проблеми взаємодії різних підсистем, наявних у складі ПАФ. Спроби з'ясувати рівень впливу структури та параметрів контуру формування напруги накопичувача на стійкість системи в цілому, які можна знайти в роботах [1, 2], підтверджують, що застосування передавальних функцій низького порядку радше дає змогу виокремити проблему, аніж її дослідити.

**Математична модель ПАФ.** Силова частина ПАФ може бути описана за допомогою широко вживаної системи диференціальних рівнянь (СДР) у синхронній системі координат  $d-q$ , яка обертається з кутовою швидкістю  $\omega$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \\ U_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_f L_f^{-1} & \omega & L_f^{-1} u_d \\ -\omega & -R_f L_f^{-1} & L_f^{-1} u_q \\ C_{dc}^{-1} u_d & C_{dc}^{-1} u_q & R_{dc}^{-1} C_{dc}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \\ U_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{gd} \\ U_{gq} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де  $I_{fd,q}$  – компоненти двовимірного вектора компенсаційного струму;  $U_{gd,q}$  – компоненти двовимірного вектора напруги мережі живлення;  $R_f=R_d=R_q$ ,  $L_f=L_d=L_q$  – активний опір та індуктивність  $RL$ -фільтра інвертора ПАФ;  $U_{dc}$  – постійна напруга на конденсаторі накопичувача;  $R_{dc}$ ,  $C_{dc}$  – активний опір, який враховує втрати та ємність конденсатора накопичувача;  $\omega$  – кутова частота напруги мережі;  $u_{d,q}$  – розривні компоненти двовимірного вектора керування.

В системі з одноланковим  $RL$ -фільтром достатньо використовувати тільки відхилення вихідної координати від завдання, щоб забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок ковзних режимів. Якщо вибирати критеріями якості точність формування компенсаційного струму та

швидкодію, двовимірний похибка керування відповідатиме виразам

$$\begin{bmatrix} \delta_d \\ \delta_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{refd} \\ I_{refq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

де  $I_{ref}$  – двовимірний вектор бажаного струму.

Вибравши поверхнями ковзання  $S=\delta$  та вважаючи, що вектор збурень належить просторові керування, можна стверджувати, що на перетині цих поверхонь виникне ковзний режим першого порядку, якщо компоненти вектора керування СДР (1) визначатимуться виразами  $u_{d,q} = \text{sign}(S_{d,q})$ .

Умови існування ковзного режиму на перетині поверхонь ковзання  $S$  можна визначити за допомогою другого метода Ляпунова, вибравши скалярну функцію  $V$  у вигляді суми квадратів компонент  $S_{d,q}$  [3], та забезпечити за допомогою  $u_{d,q}$  виконання нерівності  $dV/dt < 0$ , записаної на підставі двох перших рівнянь СДР (1). Записавши нерівність для похідної  $dV/dt < 0$  покомпонентно [4], матимемо

$$\begin{cases} S_d \dot{S}_d < 0 \\ S_q \dot{S}_q < 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} -S_d \omega I_{fq} + S_d (R_f L_f^{-1} + \dot{I}_{refd}) + S_d L_f^{-1} U_{gd} < S_d L_f^{-1} U_{dc} u_d, \\ S_q \omega I_{fd} + S_q (R_f L_f^{-1} + \dot{I}_{refq}) + S_d L_f^{-1} U_{gq} < S_q L_f^{-1} U_{dc} u_q, \end{cases} \quad (3)$$

що дасть можливість оцінити величину  $U_{dc}$ , яка забезпечить існування та стійкість ковзного режиму на перетині поверхонь ковзання  $S=\delta=0$ , за допомогою виразу

$$U_{dc} > L_f \max \left\{ \left( -\omega I_{fq} + R_f L_f^{-1} I_d + \dot{I}_{refd} \right), \left( \omega I_{fd} + R_f L_f^{-1} I_q + \dot{I}_{refq} \right) \right\} + |U_g|. \quad (4)$$

Вектор еквівалентного керування  $u_{eq}$  можна визначити, розв'язавши рівняння  $dS/dt=0$  відносно компонент вектора керування  $u_{d,q}$  на підставі двох перших рівнянь СДР (1) наступним чином:

$$\begin{bmatrix} u_{eqd} \\ u_{eqq} \end{bmatrix} = \frac{L_f}{U_{dc}} \left( \begin{bmatrix} R_f L_f^{-1} & -\omega \\ \omega & R_f L_f^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{gd} \\ U_{gq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{refd} \\ I_{refq} \end{bmatrix} \right). \quad (5)$$

Для стабілізації належного рівня напруги  $U_{dc} = U_{dcref}$  на конденсаторі накопичувача (виконання умови (4) в робочій області) застосуємо традиційний ПІ-регулятор [4]

$$\frac{\Delta i_{ref}}{\delta U} = k_i p^{-1} + k_p \quad (6)$$

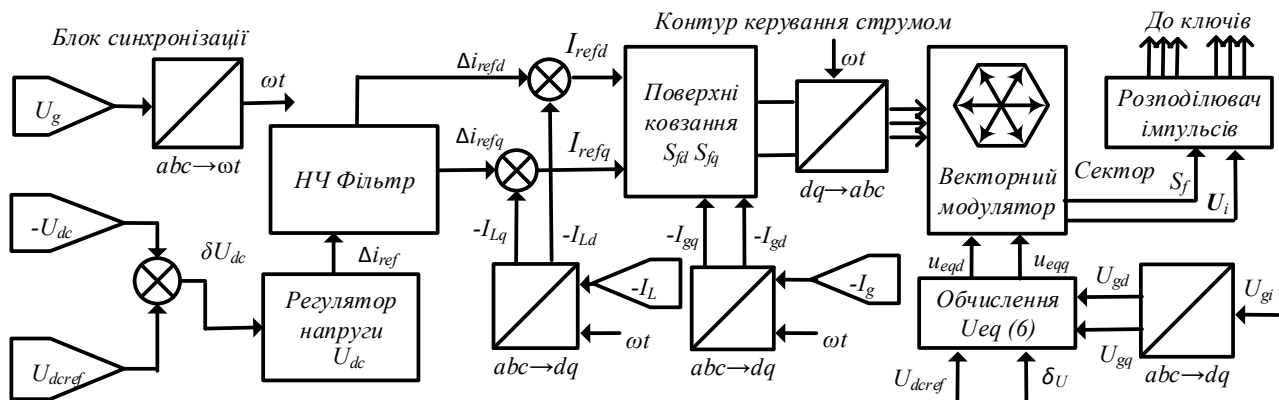
з коефіцієнтами  $k_i$  (інтегральний) та  $k_p$  (пропорційний), залежність яких від інших параметрів ПАФ буде визначено нижче, для чого введемо похибку стабілізації напруги звичним чином

$$\delta U = U_{dcref} - U_{dc}. \quad (7)$$

де  $U_{dcref}$  – референсна величина  $U_{dc}$ , яка є безумовно необхідною для виконання (4).

Оскільки напруга  $U_{dc}$  має, окрім постійної складової, деякий рівень пульсацій, на  $I_{refd}$  накладається гармонічний сигнал, який вносить шкідливі спотворення. Амплітуда паразитного гармонічного струму пропорційна коефіцієнту  $k_p$  вибраного ПІ-регулятора та пульсації напруги  $U_{dc}$ . Існує два різних способи позбутися цієї проблеми: перший – використовувати невеликі значення коефіцієнтів  $k_i$  та  $k_p$ , другий – притлумити пульсації власне в похибці керування. Як наслідок, занадто низькі коефіцієнти підсилення в ланцюзі зворотнього зв'язку призводять до затягування перехідного процесу та відчутному послабленню притлумлення збурень. Можливим (проте не дуже бажаним з огляду на суттєве збільшення масо-габаритних показників ПАФ) варіантом є збільшення ємності конденсатора  $C_{dc}$ . Більш прийнятним є варіант використання фільтра нижніх частот (ФНЧ або LPF – *Low Pass Filter* в англійській термінології) з наперед розрахованою передавальною характеристикою  $H(p)$  для обробки сигналу похибки  $\delta U$ . ФНЧ здатен зменшити непотрібний гармонічний струм, який накладається на компенсаційний струм, та зберегти необхідні характеристики компенсації гармонік в усталених режимах [5, 6].

Розглянемо блок-схему системи керування ПАФ (рисунок). Схема генератора опорного струму в синхронному координатному базисі  $dq$  використовується для отримання референсних сигналів струму фільтра активної потужності [7]. Ця схема забезпечує швидке та точне відстеження сигналу завдання. Її характеристики дають змогу уникнути коливаний напруги, які погіршують поточний опорний сигнал та негативно впливають на якість компенсації. Опорні сигнали струму  $I_{refd}$ ,  $I_{refq}$  отримують з відповідних струмів навантаження  $I_{L,abc}$ , як показано на рисунку.



Вимоги до схеми генератора опорного сигналу є суперечливими. З одного боку, ФНЧ мусить вносити мінімальний вплив власною динамікою для отримання максимальної швидкодії ПАФ, з іншого – максимально обмежувати смугу пропускання системи задля мінімізації впливу шкідливих складових струму завдання на ТНД. Ця суперечливість змушує шукати компромісний варіант між наведеними вище вимогами, оскільки має бути забезпечена стійкість замкненої системи.

Використання передавальних функцій другого порядку у вигляді  $W(p) = U_{dc} / U_{dc\text{ref}}$  та припущення щодо повної незалежності систем стабілізації напруги та формування компенсаційного струму, яке має місце в роботах [4, 5], не дає можливості навіть наближено оцінити стійкість замкненої системи. Оскільки в цьому випадку жодним чином не враховується як нелінійність по керуванню, так і наявність навіть найпростішого ФНЧ.

**Постановка задачі.** Для визначення показників стійкості перейдемо до системи рівнянь, якою можна описати замкнену підсистему стабілізації напруги з ПІ-регулятором (6). Виходячи з того, що величину похідної  $d\delta_U/dt$  можна виміряти в схемі безпосередньо

$$\frac{d\delta_U}{dt} = \frac{dU_{ref}}{dt} - \frac{dU_{dc}}{dt} = -I_{Cdc}, \quad (8)$$

виберемо в якості ФНЧ поліноміальний фільтр другого порядку з передавальною характеристикою

$$W(p) = \frac{\delta_{LPF}}{\delta_U} = \frac{k_0 + k_1 p}{c_2 p^2 + c_1 p + c_0}, \quad (9)$$

де  $k_0, k_1, c_0, \dots, c_2$  – коефіцієнти налаштування, які в першу чергу залежать від  $\omega$ .

Якщо перейти від передавальних функцій до диференціальних рівнянь, з урахуванням (6), (7), підсистему стабілізації напруги можна переписати в такому вигляді

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta_{LPF} \\ x_1 \\ \Delta i_{ref} \\ U_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -c_0/c_2 & -c_1/c_2 & 0 & 0 \\ k_i & k_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{dc}^{-1} C_{dc}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_{LPF} \\ x_1 \\ \Delta i_{ref} \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\delta_U (k_0 + k_1 p) / c_2 \\ 0 \\ C_{dc}^{-1} I_{Cdc} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

**Мета роботи** полягає в тому, щоб визначити вплив параметрів налаштування СК та допустимих величин навантаження на стійкість підсистеми стабілізації напруги на конденсаторі накопичувача ПАФ, в якій застосовується фільтр низького порядку.

**Розв'язок.** Застосування принципу декомпозиції дає змогу розглянути рівняння (8) з урахуванням останнього рівняння з СДР (1) у вигляді

$$\frac{d\delta_U}{dt} = \frac{dU_{ref}}{dt} - \frac{dU_{dc}}{dt} = 0 - C_{dc}^{-1} (I_{fd} u_d + I_{fq} u_q) + U_{dc} C_{dc}^{-1} R_{dc}^{-1}. \quad (11)$$

Припустимо, що умови (4) виконуються, а в СДР (3) має місце ковзний режим на перетині поверхонь  $S=0$ . Це дозволяє замінити в (11) компоненти вектора струму  $I_f$  на  $I_{ref}$ , а вектор керування з розривними компонентами  $u_d, u_q$  на вектор еквівалентного керування  $u_{eq}$ .

Розклавши змінну  $1/U_{dc}$  в (5) в ряд по ступенях  $\delta_U$  та згрупувавши змінні, матимемо

$$\frac{d\delta_U}{dt} = a_{11} \delta_{LPF} + a_{12} x_1 + a_{13} \Delta i_{ref} + a_{14} \delta_U + \varphi_1 (\delta_{LPF}, x_1, \Delta i_{ref}, \delta_U) + F_2(t) + F_3(t),$$

де

$$a_0 = -C_{dc}^{-1}U_{dcref}^{-1}, a_{11} = a_0L_fk_iI_{Ld}, a_{12} = a_0L_fk_pI_{Ld}, a_{13} = a_0\left(2I_{Ld}R_f + U_{gd} + L_f\frac{dI_{Ld}}{dt}\right), a_{14} = b_1 - C_{dc}^{-1}R_{dc}^{-1},$$

$$b_1 = \frac{a_0}{U_{dcref}}\left(R_f(I_{Ld}^2 + I_{Lq}^2) + I_{Ld}U_{gd} + U_{gq}I_{Lq}\right), F_2(t) = U_{dcref}C_{dc}^{-1}R_{dc}^{-1}, F_3(t) = b_1\left[\left(\frac{\delta_U}{U_{dcref}}\right)^2 + \dots\right],$$

$$\varphi_1(\delta_{LPF}, x_1, \Delta i_{ref}, \delta_U) = -\frac{C_{dc}^{-1}}{U_{dcref}}\left(R_f\Delta i_{ref}^2 + L_f\Delta i_{ref}(k_p\delta_{LPF} + k_ix_1)\right)f_1(\delta_U) +$$

$$+\left(a_1(t)\delta_{LPF} + a_2(t)x_1 + a_3(t)\Delta i_{ref}\right)(f_1(\delta_U) - 1), f_1(\delta_U) = \left(1 + \delta_U/U_{dcref} + (\delta_U/U_{dcref})^2 + \dots\right).$$

З урахуванням наведеного вище, СДР (10) можна записати у вигляді

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \delta_{LPF} \\ x_1 \\ \Delta i_{ref} \\ \delta_U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ (-c_0 + k_1a_{11})/c_2 & (-c_1 + k_1a_{12})/c_2 & k_1a_{13}/c_2 & (k_0 + k_1a_{14})/c_2 \\ k_i & k_p & 0 & 0 \\ a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_{LPF} \\ x_1 \\ \Delta i_{ref} \\ \delta_U \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_1(\varphi_1 + F_2 + F_3) \\ 0 \\ \varphi_1 + F_2 + F_3 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

де функції  $\varphi_1$  та  $F_3$  є ступеневими рядами по змінних, які починаються з членів 2-го порядку.

Виходячи зі структури СДР (12), можна зробити висновок – навіть при найпростішому вигляді еквівалентного керування має місце доволі складна неоднорідна нелінійна СДР 4-го порядку. Рівняння першого наближення для СДР (12) матимуть вигляд

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \delta_{LPF} \\ x_1 \\ \Delta i_{ref} \\ \delta_U \end{bmatrix} = [A]\begin{bmatrix} \delta_{LPF} \\ x_1 \\ \Delta i_{ref} \\ \delta_U \end{bmatrix}, [A] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ (-c_0 + k_1a_{11})/c_2 & (-c_1 + k_1a_{12})/c_2 & k_1a_{13}/c_2 & (k_0 + k_1a_{14})/c_2 \\ k_i & k_p & 0 & 0 \\ a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

Коефіцієнти матриці  $[A]$  (13) мають бути неперервними та обмеженими для всіх  $t > 0$ , що накладає відповідні обмеження на компоненти струмів навантаження та напруги мережі живлення. Зауважимо, що коефіцієнти характеристичного рівняння залежать від компонент струмів нелінійного навантаження та напруг мережі споживача. Тому оцінити вплив параметрів  $k_0, k_1, c_0, \dots, c_2$  з (9) на стійкість можна лише поблизу екілібріуму (точки рівноваги).

Задля отримання характеристичного рівняння однорідної СДР (13) введемо позначення  $c_{21} = (-c_0 + k_1a_{11})/c_2, c_{22} = (-c_1 + k_1a_{12})/c_2, c_{23} = k_1a_{13}/c_2, c_{24} = (k_0 + k_1a_{14})/c_2, c_{31} = -k_p, c_{32} = -k_i, c_{4n} = a_{1n}$ , що дасть можливість записати характеристичний поліном  $M(\lambda)$  у вигляді

$$M(\lambda) = \lambda^4 + d_1\lambda^3 + d_2\lambda^2 + d_3\lambda + d_4, \quad (14)$$

$$d_1 = -c_{22} - c_{44}, d_2 = -c_{21} - c_{32}c_{23} + c_{22}c_{44} - c_{42}c_{24}, d_3 = -c_{41}c_{24} + c_{21}c_{44} - c_{31}c_{23} + c_{32}c_{23}c_{44}, d_4 = c_{31}c_{43}c_{24}$$

Дійсні частини всіх коренів характеристичного рівняння є від'ємними тоді і тільки тоді, коли  $d_k > 0$  ( $k=1, \dots, 4$ ), а також є додатними головний визначник  $H$  та всі головні діагональні мінори матриці Гурвіца

$$[H] = \begin{bmatrix} d_1 & d_3 & 0 & 0 \\ 1 & d_2 & d_4 & 0 \\ 0 & d_1 & d_3 & 0 \\ 0 & 1 & d_2 & d_4 \end{bmatrix}, H_1 = d_1, H_2 = \begin{bmatrix} d_1 & d_3 \\ 1 & d_2 \end{bmatrix}, H_3 = \begin{bmatrix} d_1 & d_3 & 0 \\ 1 & d_2 & d_4 \\ 0 & d_1 & d_3 \end{bmatrix}.$$

Зауважимо, що коефіцієнти  $d$  залежать від параметрів системи, які є відомими наперед константами, та від параметрів, обумовлених нелінійним навантаженням, про яке відомо лише те, що  $I_{Ld}, I_{Lq}$  є в загальному вигляді неперервними та обмеженими функціями, які також мають обмежені похідні. Тому можемо вважати, що апріорі відомо, що коефіцієнти  $d$  характеристичного рівняння  $M(\lambda) = 0$  належать деяким відрізкам

$$d_1 \in [\zeta_{11}, \zeta_{12}], \quad d_2 \in [\zeta_{21}, \zeta_{22}], \quad d_3 \in [\zeta_{31}, \zeta_{32}], \quad d_4 \in [\zeta_{41}, \zeta_{42}], \quad (15)$$

де  $\zeta_{jk}, \{j, k\} = \{1, \dots, 4, 1, \dots, 2\}$  – константи, які визначаються межами робочої області ПАФ та можуть бути обчисленими.

Отже, (14) є множиною інтервальних характеристичних поліномів. Такий поліном вважається асимптотично стійким [8], якщо його корені за будь-яких  $d_k, k=1, \dots, 4$ , що задовольняють умовам (15),

лежать в лівій півплощині комплексної площини. В загальному випадку за незалежних коефіцієнтів  $d$ , згідно теореми Харитонова, перевірки би підлягали  $2^4$  «кутових поліномів» [9]. Проте в нашому випадку для аналізу впливу параметрів налаштування ФНЧ на керування ПАФ дослідженню підлягає залежність стійкості лише від двох невідомих  $c_0/c_2$  та  $c_1/c_2$ , які, в свою чергу, належать двом відрізкам  $\rightarrow C_{01}=[\min c_0/c_2, \max c_0/c_2]$ ,  $C_{02}=[\min c_1/c_2, \max c_1/c_2]$ . Тому для перевірки асимптотичної стійкості достатньо застосувати критерій Рауса-Гурвіца до (14) за чотирьох комбінаціях коефіцієнтів  $d_k$ , обчисливши їх в точках:  $\{\min c_0/c_2, \min c_1/c_2\}$ ,  $\{\min c_0/c_2, \max c_1/c_2\}$ ,  $\{\max c_0/c_2, \min c_1/c_2\}$ ,  $\{\max c_0/c_2, \max c_1/c_2\}$  і впевнитись, що в цих точках будуть додатні всі головні діагональні мінори матриці Гурвіца. Система буде знаходитися на межі стійкості, якщо  $[H]=0$ , а всі діагональні мінори Гурвіца додатні.

У випадку  $d_4=0$  система знаходиться на межі аперіодичної стійкості (нейтральна стійкість). Якщо в даному випадку розв'язати характеристичне рівняння, то отримаємо один корінь нульовий, а другий від'ємний. Випадок  $[H_3]=0$  свідчить, що система знаходиться на коливальній межі стійкості. При розв'язанні відповідного характеристичного рівняння отримаємо два спряжених комплексних кореня.

Задля перевірки належного функціонування системи за умов, які враховують динамічні неідеальності, використано параметри з розробленої в [2] імітаційної моделі системи з ПАФ. За налаштувань ПІ-регулятора  $k_i=2\omega C_{dc}$ ,  $k_r=\omega^2 C_{dc}/8$  ( $C_{dc}=3300$  uF,  $L_f=1.8$  мН,  $R_f=70$  мOhm та стандартній мережі) границя стійкості досягалася системою з типовим НЧ фільтром (9) при  $k_0=(2.2\omega)^2$ ,  $k_1=0$ ,  $c_0=k_0$ ,  $c_1=\sqrt{2}\omega$ ,  $c_2=1$ . Якщо ж прийняти  $k_1=4 C_{dc}$ , то границя стійкості в режимі, близького до ХХ, зміщувалася вправо по осі частот від  $2.2\omega$  до рівня  $2.4\omega$ . Моделювання також показало, що межі стійкості є досить чутливими до зміни налаштувань атенюації (коефіцієнт притлумлення  $c_1$ ).

**Висновки.** Підтверджено теоретичне припущення, що має місце явна залежність стійкості керування ПАФ від динамічних властивостей підсистеми зв'язку, яка являє собою ФНЧ. У разі використання поліноміального фільтра другого порядку для аналізу цього впливу достатньо використати два співвідношення коефіцієнтів з налаштування ФНЧ замість усіх чотирьох. Такий підхід добре узгоджується з процесом проектування ФНЧ в підсистемі стабілізації напруги на конденсаторі накопичувача, за якого беруться до уваги частота зрізу та рівень притлумлення (атенюація) та дає змогу полегшити пошук компромісу.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробка наукових основ та принципів побудови напівпровідникових перетворювачів з розширеними функціональними можливостями і методів керування ними в системах з джерелами розосередженої генерації» (шифр «АДАПТЕР»), державний реєстраційний номер 0120U002005 (КПКВК 6541030).*

1. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. 2015. Vol. 15. No 3. Pp. 763-77. DOI: <https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763>

2. Денисенко К.І., Лесик В.О., Мисак Т.В. Вплив фільтра в каналі керування контуром стабілізації напруги накопичувального конденсатора на динаміку трифазного паралельного активного фільтра. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2021. Вип. 58. С. 55-65. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.055>.

3. Mendalek N., Al-Haddad K., Fnaiech F., Dessaint L.A. Sliding mode control of 3-phase shunt active filter in the d-q frame. *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Cairns, QLD, Australia, June 23-27, 2002. Vol. 1. Pp. 369-375. DOI: <https://doi.org/10.1109/PSEC.2002.1023896>.

4. Imam Amir A., Kumar R. Sreerama, Al-Turki Yusuf A. Modeling and Simulation of a PI Controlled Shunt Active Power Filter for Power Quality Enhancement Based on P-Q Theory. *Electronics*. 2020. Vol. 9. No 4: 637. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics9040637>

5. Mannen T., Fujita H. A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 5. Pp. 4179-4187. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2574854>.

6. Ягуп Е.В. Силовой активный фильтр со стабилизацией напряжения на накопительном конденсаторе по дискретам с помощью поисковой оптимизации. *Вестник Национального технического университета Харьковский политехнический институт*. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Силовая электроника и энергоэффективность: темат. вып. 2017. Вып. 27 (1249). С. 226-229.

7. Morán L., Dixon J., Torres M. 41 – Active Power Filters. *Power Electronics Handbook*. Butterworth-Heinemann. 2018. Pp. 1341-1379. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00046-5>.

8. Харитонов В.Л. Об асимптотической устойчивости положения равновесия семейства систем линейных дифференциальных уравнений. *Дифференциальные уравнения*. 1978. Т. 14. № 11. С. 2086–2088.

9. Шатирко А.В., Хусаинов Д.Я. Стыкість нелінійних систем з післядією. К.: ДП Інформаційно-аналітичне агентство, 2012. 74с.

## STABILITY ANALYSIS OF THE VOLTAGE STABILIZATION SYSTEM ON THE STORAGE CAPACITOR OF THE THREE-PHASE SHUNT ACTIVE FILTER

**T.V. Mysak**

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

E-mail: [taras@igbt.com.ua](mailto:taras@igbt.com.ua)

*The object of the study is a three-phase shunt active power filter, which consists of a two-level voltage inverter, a capacitive storage device and a damping RL-link. Decomposition of the object of study according to the rate of motion of a dynamic system makes it possible to divide this system into two subsystems, interconnected by control. The influence of the dynamic characteristics of the low-pass filter, which acts as a subsystem of communication between the voltage stabilization circuit on the capacitor of the three-phase shunt active power filter and the circuits of compensating current, on the stability of the system is considered. The formation of the compensation current is carried out by forcing the introduction of sliding modes of the first order. The mathematical model of the voltage stabilization subsystem on the capacitor using the vector of the equivalent control under the assumption of the existence of a sliding mode in the formation of the compensation current was built. The analysis of the stability of the voltage stabilization system using a low-pass filter of the second order on the first approximation was performed. To do this, the characteristic equation of a closed system for which an interval characteristic polynomial was constructed, the Kharitonov theorem, and the Rauss-Hurwitz method for a family of these polynomials was used. To confirm the theoretical assumptions, a simulation model was built and the results of digital modeling were analyzed. References 9, figure 1.*

**Keywords:** shunt active power filter, sliding mode, low-pass filter, stability, interval polynomial, characteristic equation.

1. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. 2015. Vol. 15. No 3. Pp. 763–77. DOI: <https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763>

2. Denisenko K.I., Lesik V.O., Mysak T.V. Influence of the Filter in the Control Channel of the Accumulation Capacitor Voltage Stabilization Circuit on the Dynamics of the Three-Phase Parallel Active Active Filter. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2021. Vyp. 58. Pp. 55–65. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.055> (Ukr)

3. Mendalek N., Al-Haddad K., Fnaiech F., Dessaint L.A. Sliding mode control of 3-phase shunt active filter in the d-q frame. *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Cairns, QLD, Australia, June 23-27, 2002. Vol. 1. Pp. 369–375. DOI: <https://doi.org/10.1109/PSEC.2002.1023896>.

4. Imam Amir A., Kumar R. Sreerama, Al-Turki Yusuf A. Modeling and Simulation of a PI Controlled Shunt Active Power Filter for Power Quality Enhancement Based on P-Q Theory. *Electronics*. 2020. Vol. 9. No 4: 637. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics9040637>

5. Mannen T., Fujita H. A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 5. Pp. 4179–4187. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2574854>.

6. Yagup E.V. Power active filter with voltage stabilization on the storage capacitor by discrete with the help of search engine optimization. *Bulletin of the National Technical University Kharkov Polytechnic Institute*. Problems with automated electric drive. Theory and practice. Power electronics and energy efficiency: topic. issue. 2017. Vyp. 27 (1249). P. 226–229. (Rus)

7. Morán L., Dixon J., Torres M. 41 – Active Power Filters. *Power Electronics Handbook*. Butterworth-Heinemann, 2018. Pp. 1341–1379. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00046-5>.

8. Kharitonov V.L On the asymptotic stability of the equilibrium position of a family of systems of linear differential equations. *Differentsialnie uravneniia*. 1978. Vol. 14. No 11. Pp. 2086–2088. (Rus)

9. Shatirko A.V., Khusainov D.Ya. Stability of nonlinear systems with aftereffect. Kyiv: DP Informatziino-analitychne ahenstvo, 2012. 74 p. (Ukr)

Надійшла 30.05.2022  
Остаточний варіант 05.09.2022