УДК 621.314.58 DOI: https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.022

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

К.І. Денисенко, І.С. Кутрань, В.О. Лесик, Т.В. Мисак*, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, Україна, 03057
e-mail: kuttan@gmail.com

Розглядається керування трифазним паралельним активним фільтром, який інжектує компенсуючий струм до розподіленої мережі електропостачання, насамперед навантаження в якій є спотворення струмів, спричинені вентильними навантаженнями з нелінійною вольт-амперною характеристикою. Фільтр складається з напівпровідникового інвертора напруги на поперечно керованих ключах, емнісного накопичувача та трифазного RL-ланки. Проведено декомпозицію об'єкта на сім'ї, що дозволяє за меншими ресурсами досягти високих показників динаміки системи. Деталізована модель кожного з лінійного комбінації обмежень за межами ряду динаміки системи. Для збільшення швидкодії процесу слідкування за поступовою напругою накопичувального конденсатора лінійне комплексне геометричне похибки компенсаційного струму на першої похідної похибки цього струму. Для збільшення швидкодії процесу слідкування за поступовою напругою накопичувального конденсатора лінійного струму використовано модифікований дозовим керуванням, який задовольняє асимптотичну стійкість. Задля зниження впливу збурення у вигляді гармонічних коливань напруги на параметри компенсуючого струму, контур керування поступової напруги на струму за'язано з використанням фільтра Чебишева другого роду. Для підвищення мерехтинних пульсацій обумовлено лімітацію модель на проходження обмежень. Виконано порівняння запропонованої стратегії з традиційним підходом реалізованим шифрових експериментів. Виконано порівняння запропонованої стратегії з традиційним ПІ-регулюванням за критеріями тривалості перехідного процесу та коефіцієнтом гармонічних спотворень у струмі, який спостерігається з мережі. Бібл. 24, рис. 5.

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

Вступ. З початку 21-го століття в світі спостерігається значне зростання як кількості нелінійних навантажень, так і їх „якості" з точки зору генерування ними несинусоїдних струмів, які створюють в цій самій мережі таким чином, що все частіше їхня струмова робота стає неможливою саме внаслідок значного перевищення рівнів допустимих завад та спотворень як в поданою сегментах мереж, так і в глобальному масштабі. Окрім того, струми, які генерується кадрних навантаженнями, здійснюють дуже несприятливий вплив на майже будь-яке обладнання, під'єднане до цієї ж мережі, в першу чергу на косинусні конденсатори, трансформатори та двигуни змінного струму, спричиняючи додаткові втрати, перегрів та перевантаження. Більш високочастотні гармонічні складові несинусоїдних струмів здатні ефективно генерувати завади лініям за'язку, розподіленим вимірювальним системам, медичному та науковому обладнанню [1–4].

Гармонічні викривлення в розподілених системах генерації та споживання можуть бути пропущені за допомогою пасивної та активної фільтрації. Добре відомо, що пасивна фільтрація є досить ефективним засобом пропущення, якщо динаміка генерування спотворень невелика, тобто у разі усталеного характеру процесів у мережі. Але пасивні фільтри поряно пристосовані для боротьби зі спотвореннями, параметри яких змінюються стохастично і достатньо швидко. Тому їхня ефективність знижується одночасно зі зростанням кількості нелінійних навантажень класу „навпаровідновний перетворювач", до яких у першу чергу слід віднести діоди та тиристори випрямлячі, тиристорні регулятори напруги, електроприводи постійного та змінного струмів, і навіть струмові споживаючі типу „офісні приміщення", які на сучасні різноманітною електронною технікою. Зростаюча кількість нелінійних навантажень, які підключаються до мережі споживаючі стохастично, інжектують струми спотворення несинусоїдного гармонічного складу, вимагає збільшення швидкості реакції фільтруючого обладнання.

© Денисенко К.І., Кутрань І.С., Лесик В.О., Мисак Т.В., 2020
ОРСІД ID: *https://orcid.org/0000-0002-3140-971X

амплітуда Δi_{ref} однієї зі складових сигналу задання струму, є мінімальний рівень (або поява характеристикою, які формують сигнали ІGBT-ключами інвертора.

Однією з вимог до контуру керування постійною напругою шини, з якої формується струм та величина постійної напруги; реактивні елементи з гістерезисною зано результатор U_g; фільтр небажаних зубрев у сигнали Δi_{ref} складової задання струму, а також показ коорднат; abc→ωt – шина визначення кутового розташування простороного вектора на пруги U_g; фільтр небажаних зубрев у сигнали Δi_{ref} складової задання струму, а також показ

Постановка задачі. Силову схему електричну систему, яка складається з ІGBT-шпотно-імпульсна модуляція (ШІМ), одно- та двотактне керування, кожні режими [5, 6].

інвертора з RL-фільтром на виході та нахопнувальним конденсатором, лінійної мережі жлення обмеженої потужності й нелінійного навантаження, наведено на рис. 1, де прийняті такі позначення: L_{gi}, L_{Li}, L_{fi}, R_{gi}, R_{Li}, R_{fi} (i=a,b,c) – індуктивності та активні опори мережі жлення, нелінійного навантаження та фільтра відповідно; E_i, U_{gi} – миттєві значення ЕРС та напруг мережі; I_{gi}, I_{Li}, I_{fi} – струми мережі, нелінійного навантаження та вихідний струм ПАФ; I_{fa}, I_d – струми в лініях постійного струму нелінійного навантаження та ПАФ; C_{fc}, C_{fc} – ємності в лініях постійного струму нелінійного навантаження та ПАФ; U_{dc} – постійна напруга на фільтровому конденсаторі ПАФ.

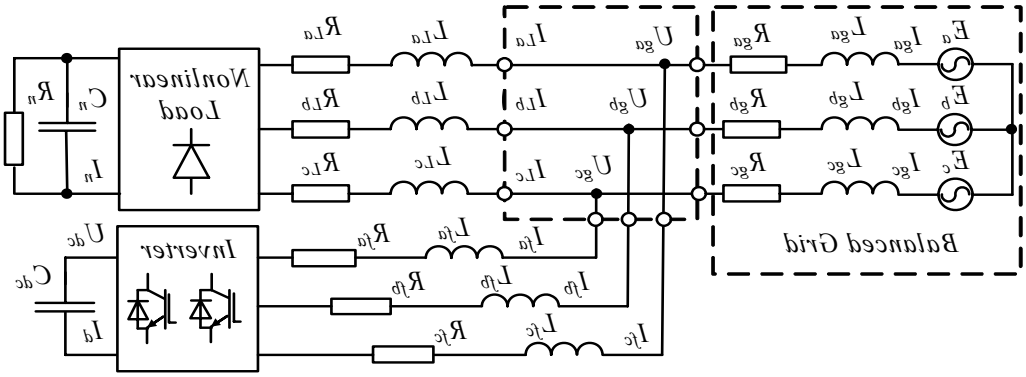

Рис. 1

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

Якщо вважати, що не всі зміні стану схеми на рис. 1 доступні для вимірювання, то в загальному випадку для конструювання системи керування (СК) ПАФ потрібно вимірювати в реальному часі залежно від обраної стратегії керування величини U_{gi}, I_{gi}, I_{Li}, I_{fi}, U_{dc}, I_d та частоту мережі ω, параметри навантаження та мережі жлення вважаються невідомими, а параметри R_f, L_f та C_{dc} ПАФ – відомі. Тому такі СК можна віднести до класу комбінованих, керування в яких відбувається як за відхиленнями, так і за вимірюваними збуреннями. Блок-схема однієї з можливих структур такої СК ПАФ скалярного типу має загальний вигляд, який зображено на рис. 2, де прийнято такі позначення: abc→αβ та αβ→ abc – шини перетворення координат; abc→ωt – шина визначення кутового розташування простороного вектора на пруги U_g; фільтр небажаних зубрев у сигнали Δi_{ref} складової задання струму, а також показ

Рис. 2

відсутність) у цьому сигналі компонентів перехідних процесів, зарядом і гармонік фундаментальної частоти ω (частоти мережі) [7]. Частково такі вимоги щодо підтримання $U_{дс}$ можна задовольнити збільшенням ємності конденсатора $C_{дс}$. Проте значне збільшення ємності $C_{дс}$ не є прийнятним шляхом, оскільки у цьому випадку значно зростають масогабаритні показники ПАФ. Вважається також, що кількома параметром, за допомогою якого можна впливати на розмах пульсації модульної складової напруги в точках приєднання ПАФ до мережі, є індуктивність RL-фільтра. Збільшення L_f дозволяє зменшити величину відхилення, проте при цьому відповідно зменшується номер найвищої гармоніки струмів нелінійного навантаження, які ПАФ здатен компенсувати. Окрім цього, стосовно ШІ-регулятора [8, 9], застосовуються й інші технічні рішення [5–7], перевага та недостатньо яких відомі. Окрім традиційного контролера з гладенким ШІ-регулятором напруги, доцільно застосовується контролер з розширним керуванням [10, 11]. Застосування кожного режиму перешкоджає порушу при відслідковуванні напруги на конденсаторі здатне збільшити швидкодію ПАФ [12]. Величина $U_{дс}$ має бути достатньою для того, щоб умови існування кожного режиму в контурі струму виконувались у всій робочій області системи жвлення. На відміну від ідеальних умов, за яких вважається, що амплітуда $U_{дс}$ змінюється доволі повільно, в реальних системах ця напруга не може бути ідеально стабільною, оскільки енергія з ємності $C_{дс}$ використовується для компенсації спотворень від нелінійного навантаження та підтримки коефіцієнта потужності. Хоча в середньому похибка напруги $\delta_U = U_{деті} - U_{дс}$ в усталеному режимі є величиною незначною у порівнянні з $U_{деті}$, у ній можуть мати місце збурення, обумовлені характером навантаження. Тому для притримання параметних складових збурення, наявні у вихідному сигналі регулятора $U_{дс}$, у різних технічних рішеннях застосовується додатковий інтегратор, одно- та двополюсні фільтри першого порядку, резонансні ланки або фільтрами та експериментальних дослідженнях.

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

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

$$\frac{d}{dt}\begin{vmatrix} i_{fα} \\ i_{fβ} \end{vmatrix} = -\frac{R_f}{L_f}\begin{vmatrix} i_{fα} \\ i_{fβ} \end{vmatrix} - \frac{1}{L_f}\begin{vmatrix} U_{gα} \\ U_{gβ} \end{vmatrix} + \frac{U_{дс}}{L_f}\begin{vmatrix} u_{fα} \\ u_{fβ} \end{vmatrix}, \qquad (1)$$

де $i_{fα,β}$ – компоненти двовимірного вектора компенсаційного струму; $U_{gα,β}$ – компоненти двовимірного вектора напруги мережі живлення; $R_f = R_α = R_β$, $L_f = L_α = L_β$ – активний опір та

індуктивність на виході інвертора ПАФ; $u_{fc,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора керування, які внаслідок наявності кількового перетворювача пропорційно є розрахунками.

Завдяки на те, що мультеі великими струмів, наявні в індуктивностях фільтра, виконується для утримання такого рівня постійної напруги U_{dc}, який дозволяє генерувати компенсаційні струми необхідної амплітуди, для цього постійного струму ПАФ є справедливим рівняння

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_d = \frac{1}{C_{dc}} \begin{vmatrix} i_{fc} \\ i_{f\beta} \end{vmatrix}^T \begin{vmatrix} u_{cc} \\ u_{c\beta} \end{vmatrix}, \qquad (2)$$

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

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

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

Задля збільшення швидкості діагового варіанта регулятора з алгоритмом подвійного скручування [18, 21] доповнимо його додатком $-\eta \cdot \delta_U$. Модифікований таким чином алгоритм матиме вигляд

$$\Delta i_{ref} = -\gamma \left|\delta_U\right|^{1/2} \operatorname{sign}(\delta_U) + \nu - \eta \delta_U; \qquad \frac{d\nu}{dt} = -\alpha \operatorname{sign}(\delta_U), \qquad (3)$$

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

Синтез регулятора струму. Оскільки від характеристик керування струмом значною мірою залежить загальна ефективність роботи ПАФ, то існує досить велика кількість технічних рішень [22], перевага та недоліки яких відомі. Вибір тієї чи іншої стратегії керування комутатором стрму буде обумовлений пріоритетністю вимог до характеристик ПАФ. Примусове введення кованого режиму здатне забезпечити високу швидкодію [23] при слідкуванні за компенсаційним струмом, тому введемо двовимірний вектор його похибки значним чином $\delta_{\alpha,\beta}=i_{fref\alpha,\beta}-i_{f\alpha,\beta}$, $i_{fref\alpha,\beta}$ – задання двохкоординатного вектора компенсаційного струму ПАФ. Хоча в системі з однопаковим ВД-фільтром можна забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок кованих режимів першого порядку, використовуючи лише відхідної кондиціонер [23], вважається, що більш складна поверхня коваження задатна поліпшити характеристики контуру струму. Враховуючи це пропущення, вправ для двовимірної хвилі коваження в підпросторі похибок можна записати в системі координат α-β у вигляді лінійної комбінації похибки та її похідної

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

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

Оскільки бажаний вектор компенсаційного струму можна визначити як

$$\left|i_{fref\alpha}, i_{fref\beta}\right|^T = \left[\Delta i_{ref} \cos\omega t - i_{L\alpha}, \Delta i_{ref} \sin\omega t - i_{L\beta}\right]^T,$$

де Δi_{ref} – амплітуда задання струму, за рахунок якої формується U_{dc} таке, що $|U_{dc}|>3/2\cdot\sup|U_g|$; ω – кругова частота мережі, з урахуванням принципу декомпозиції за темпами руху у системі хідні компонент задання з формули (4), що дасть можливість записати:

$$S_\alpha = \delta_\alpha - \tau_1\left(\omega\Delta i_\beta - \dot{i}_{L\alpha}\right); \qquad S_\beta = \delta_\beta + \tau_1\left(\omega\Delta i_\alpha + \dot{i}_{L\beta}\right), \tag{5}$$

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

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

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

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

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

$$\frac{d}{dt}\begin{vmatrix} i_{g\alpha} \\ i_{g\alpha} \end{vmatrix} = a_{31}\begin{vmatrix} i_{g\alpha} \\ i_{g\alpha} \end{vmatrix} + a_{32}\begin{vmatrix} F_\alpha(t) \\ F_\beta(t) \end{vmatrix} + \left|u_f\right|, \tag{7}$$

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

У результаті отримуємо рівняння виду

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

що дає можливість використання поверхні ковзання (8) замість (5) та дає змогу уникнути застосування операції прямого обчислення похідної, яка в ідеалі не може бути реалізована фізично [24], а для протрамної реалізації навіть случаєнними шуфровими сигналними процесорами є якраз „непрямною”.

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

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

Параметри СК та налаштування коефіцієнтів регулятора:

– $\lambda=\sqrt{2}$, $\alpha=\sqrt{2}/$ C_{dc}, τ_2 =48ω, τ_1=1/36/ω;
– фільтр Чебишева II-роду з частотами ω_1=5ω, ω_2=7ω та ателюацією -40дБ на частоті 6ω.

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

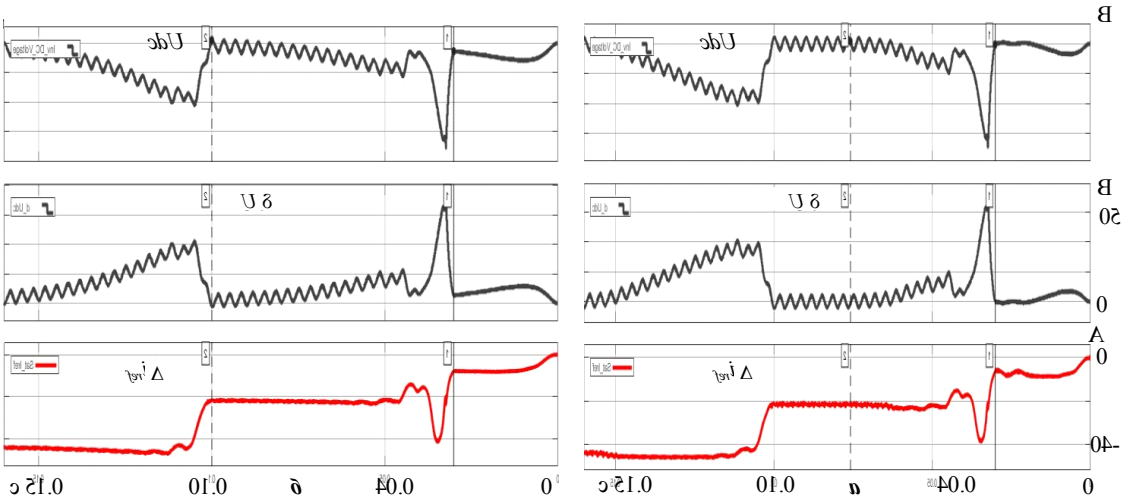

Рис. 3

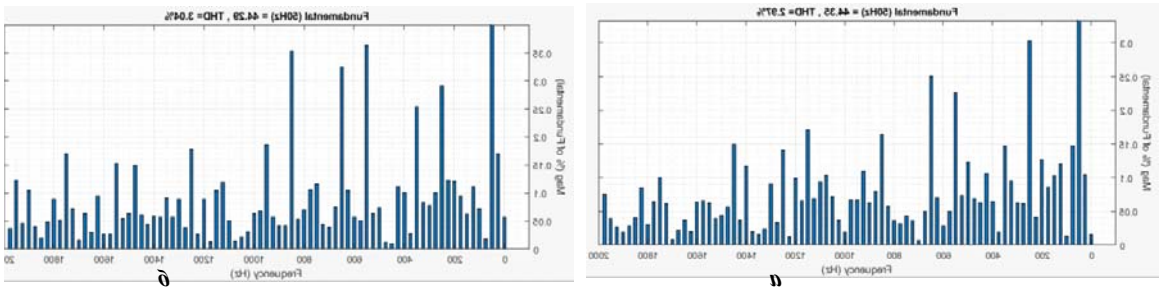

Рис. 4

На рис. 3 а наведено графік напруги U_{dc}, похибки напруги δU, сигнал виходу регулятора Δi_{req} з керуванням (4) на проміжках інтервалах: [0, 0.03] с – лінійне ЯД-навантаження, на інтервалі [0.03, 0.11] с – вмикається нелінійне навантаження, а на [0.11, 0.16] с до них додається активне Я-навантаження. На рис. 3 б графіки для тих самих змінних для СК з традиційним ПІ-регулятором. У обох випадках спілкування за струмом відбувається з використанням поверхонь ковзання (8). На рис. 3 в напрузі U_{dc} помітні паразитні гармоніки складові з частотою 6ω, які вже відсутні на виході регулятора (сигнал Δi_{req}) .

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

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

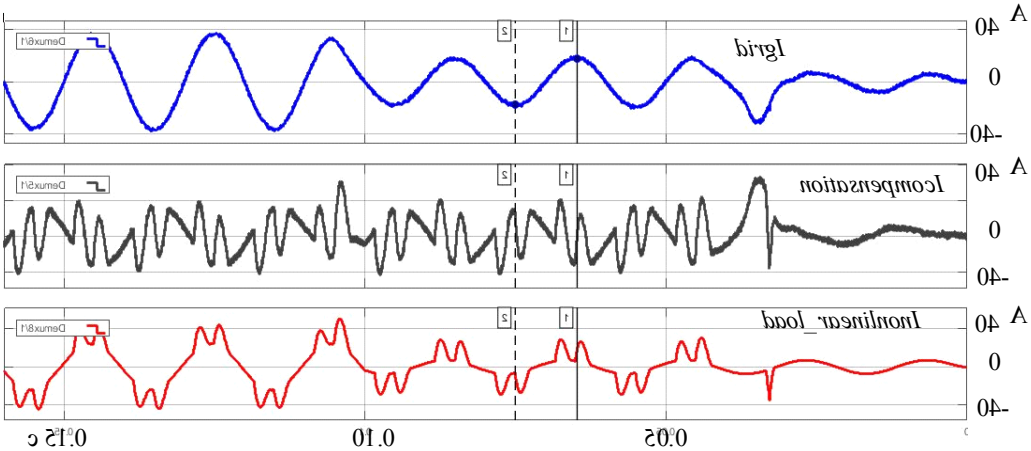

Рис. 5

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

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

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

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

1. Akagi, H. Modern active filters and traditional passive filters. BULLETIN OF THE POLISHACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES. 2006, Vol. 54, No. 3. Pp.255-269. http:\\bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf
2. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
3. Luis Morán, Juan Dixon, Ch.41 - Active Filters, Power Electronics Handbook (Third Edition), Butterworth-Heinemann, 2011. Pp. 1193–1228. DOI:10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0.
4. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI:10.1002/9781119922064.
5. Zhang S., Li D., Wang X. Control Techniques for Active Power Filters, 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, 2010. Pp. 3493–3498. DOI:10.1109/ICECE.2010.850.
6. Nirmale S.S. , Mahaddalkar S. Review of Control Strategies for Active Power Filters. Int. Journ. of Inn. Res. in Electrical, Electronics, Instr. and Cont. Eng. ICAEE 2017 National Conf. on Advances in El. Eng. NMAM Institute of Technology, Nitte. April 2017. Vol. 5, Sp. Iss. 2. Pp. 12–16. DOI:10.17148/IJIREEICE/NCAEE.2017.03.
7. Bouna A.T., Djidjio Kenbeng G.B., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, Systems Science & Control Engineering, 2017. Vol. 5. Iss. 1. Pp. 535–543. DOI:10.1080/21642583.2017.1405372.
8. Gadgune S., Karvekar S., Patil D. Implementation of shunt active power filter using sliding mode controller. 2014. DOI:10.1109/ICCPCT.2014.7054756.
9. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. Journal of Power Electronics. May, 2015. No 3. DOI:10.6113/JPE.2015.15.3.763.
10. Kushal B., Seema D. A Novel DC-Link Voltage Control Strategy for Shunt Active Power Filters using Sliding Mode Controller. International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering, Sep. 2018, Vol. 6, Iss. 9.
11. Benchouia M. T., Ghadbane I., Golea A., Srairi K., and Benbouzid M. H. Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers Based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter. In Energy Procedia. 2014. Elsevier Ltd. 50:504–11. DOI:10.1016/j.egypro.2014.06.061.
12. Rajesh P., Kamalakanta M., Rattan K.V. Real time implementation of sliding mode based direct and indirect current control techniques for shunt active power filter. WSEAS Transactions on Systems and Control. 2015. Vol. 10. Pp. 186–197.
13. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller. IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI:10.1109/COMPEL.2012.6251726.
14. Teodorescu M., Stefan D., Stancin, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics, 2012. Pp. 9–13.
15. Юрченко В.Д. Синтез нелінійних систем с ШІМ в канале управління на основе метода разделения

дженнний. Доклады ТУСУР. 2012. №1-1 (25). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynyh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy (дата звернення: 24.01.2020).

16. Дракунов С.В., Незосимов Д.Б., Жуковнов А.Г., Уткин В.А., Уткин В.И. Принципы блочного управления. Автоматика и телемеханика. 1990. № 5. С. 38–47. Automa. Remote Control, 51:5. 1990. Pp. 601–608. URL: https://www.mathnet.ru/links/bd8f0f0b2b6d4d0c1b9adb7fabbefe6/at5365.pdf

17. Wensheng L., Vazquez Sergio, Liu J., Wu L., Franquelo L. Second-order sliding mode control of power converters using different disturbance observers for DC-link voltage regulation. 2017. Pp. 8685–8690. DOI:10.1109/IECON.2017.8217526 .

18. Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, International Journal of Control, 58:6, 1993. Pp. 1247–1263. DOI:10.1080/00207179308923053.

19. Shtessel Y., Taleb M., Plestan F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. Automatica. 48. 2012. Pp.759–769. DOI:10.1016/j.automatica.2012.02.024.

20. Kamal S., Chalanga A., Moreno J., Fridman L., Bandyopadhyay B. (2014). Higher Order Super-Twisting Algorithm. DOI:10.1109/VSS.2014.6881129.

21. Емельянов С.В., Корован С.К., Левантовский Л.В. Новый класс автономных скользящих второго порядка. Математическое моделирование. 1990. Т.2, No 3. С. 89–100. URL: http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344.

22. Pavan Dey, Saad Mekhilef. Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis АУТОМАТИКА 56, 2015. Vol. 1. Pp. 42–54. DOI:10.7305/automatika.2015.04.572.

23. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. Москва: Наука, 1981. 368 с.

24. Емельянов С.В., Корован С.К. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности. Москва: Наука. Физматлит, 1997. 352 с.

УДК 621.314.58

УВЕЛИЧЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ КОНТУРА ОТСЛЕЖИВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НАКОПИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ТРЕХФАЗНОГО ПАРАЛЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

К.І. Денисенко, І.С. Кутрань, В.О. Лесик, Т.В. Мысак, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Поберы, 56, Киев, 03057, Украина

Рассматривается управление зарядом накопительным конденсатором фильтром, который шунтирует комплексный ток, генерируемый мощным нелинейным источником. Фильтр состоит из полупроводникового инвертора напряжения, емкостного накопителя и однозвенного RL-фильтра. Проведена декомпозиция обеспечивающая исследования по методам движений динамической системы. Двумерная поверхность скольжения является линейной комбинацией компонентов двумерных векторов позволяющим мощ RL-фильтра и двумерной переменной, полученной путем веедения в систему переменной разности напряжения по крайним проводящим переходного процесса и коэффициента с традиционным ПИ-регулированием по крайним проводящим переходного процесса и коэффициента дрожания скользящего режима. Для стабилизации постоянного напряжения накопителя использована модифицированный алгоритм скручивания, обеспечивающий асимптотическую устойчивость. Во избежание влияния возмущений в виде гармонических компонентов напряжения на параметры компенсирующего фильтра, due to the presence of a nonlinear load in which there is a distortion of the power parameters. Это позволяет ограничить высокочастотные колебания тока инвертора. Для повышения быстродействия системы управления использованы алгоритмы высокоскоростного регулирования. Выполнено сравнение предложенного принципа с традиционным ПИ-регулированием по критериям продолжительности переходного процесса и коэффициента дрожания скользящего режима. Библиогр. 24, рис. 5.

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

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

K.I. Denisenko, I.S. Kuttran, V.O. Lesyk, T.V. Mysak
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

It's consider the control of a three-phase parallel active filter, which injects a compensating current into the distributed power supply network, due to the presence of a nonlinear load in which there is a distortion of the power parameters. This filter consists of the semiconductor voltage inverter on fully controlled switches, the capacitive storage and the RL-filter. The decomposition of the object of study according to the rates of motion of the dynamic system was performed. The two-dimensional sliding surface is a linear combination of the components of the two-dimensional compensation current error vectors and the first derivative error of this current. To increase the performance of the DC voltage forming process, the modified twisting algorithm to provide asymptotic stability was used. In order to avoid the effect of distribution in the form of harmonic components of the rectified voltage on the compensating current parameters, the DC voltage and AC current control circuits using a second-mode Chebyshev filter are connected. To confirm the theoretical assumptions, a simulation model was constructed and the results of digital experiments were analyzed. The comparison of the sliding mode control with the traditional PI-control by the criteria of the duration of the transient process and the coefficient of the jitter of the sliding mode. Bibliogr. 24, fig. 5.

Keywords: parallel active filter, sliding mode, surface of the sliding, compensation current, decomposition of movements, speed.

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

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

1. Akagi, H. Modern active filters and traditional passive filters. BULLETIN OF THE POLISHACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES. 2006, Vol. 54, No. 3. Pp. 255–269. http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf
2. Mykhalskiy V.M. Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage converters with PWM. Kyiv, Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny, 2013. 340 s.
3. Luis Morán, Juan Dixon, Ch.41 - Active Filters, Power Electronics Handbook (Third Edition), Butterworth-Heinemann, 2011. Pp. 1193–1228. DOI:10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0.
4. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI:10.1002/9781119922064.
5. Zhang S., Li D., Wang X. Control Techniques for Active Power Filters, 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, 2010. Pp. 3493–3498.DOI:10.1109/iCECE.2010.850.
6. Nirmale S.S. , Mahaddalkar S. Review of Control Strategies for Active Power Filters. Int. Journ. of Inn. Res. in Electrical, Electronics, Instr. and Cont. Eng. NCAEE 2017 National Conf. on Advances in El. Eng. NMAM Institute of Technology, Nitte. April 2017. Vol. 5, Sp. Iss. 2. Pp. 12–16. DOI:10.17148/IJIREEICE/NCAEE.2017.03.
7. Boum A.T., Djidjio Kenbeng G.B., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, Systems Science & Control Engineering, 2017. Vol. 5, Iss. 1. Pp. 535–543. DOI:10.1080/21642583.2017.1405372.
8. Gadgune S., Karvekar S., Patil D. Implementation of shunt active power filter using sliding mode controller. 2014. DOI:10.1109/ICCPCT.2014.7054756.
9. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. Journal of Power Electronics. May, 2015. No 3. DOI:10.6113/JPE.2015.15.3.763.
10. Kushal B., Seema D. A Novel DC-Link Voltage Control Strategy for Shunt Active Power Filters using Sliding Mode Controller. International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering, Sep. 2018, Vol. 6, Iss. 9.
11. Benchouia M. T., Ghadbane I., Golea A., Srairi K., and Benbouzid M. H. Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers Based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter. In Energy Procedia. 2014. Elsevier Ltd. 50:504–11. DOI:10.1016/j.egypro.2014.06.061.
12. Rajesh P., Kamalakanta M., Rattanam K.V. Real time implementation of sliding mode based direct and indirect current control techniques for shunt active power filter. WSEAS Transactions on Systems and Control. 2015. Vol. 10. Pp. 186–197.
13. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller. IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI:10.1109/COMPEL.2012.6251726.
14. Teodorescu M., Ştefan D., Stancin, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics, 2012. Pp. 9–13.
15. Yurkevich V.D. Sintez nelineynykh sistem s SHIM v kanale upravleniya na osnove metoda razdeleniya dvizheniy // Doklady TUSUR. 2012. No 1-1 (25). URL: https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynyh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy (accessed: 24.01.2020).
16. Drakunov S.V., Izosimov D.B., Luk'yanov A.G., Utkin V.A., Utkin V.I. The block control principle. Avtomat. i Telemekh., 1990, No 5. C. 38–47; Autom. Remote Control, 51:5 (1990), P. 601–608. https://www.mathnet.ru/links/bd8f0f9b2b67d10c1b9adb7f3b6e6e6/at3365.pdf
17. Wensheng L., Vazquez Sergio, Liu J., Wu L., Franquelo L. Second-order sliding mode control of power converters using different disturbance observers for DC-link voltage regulation. 2017. Pp. 8685–8690. DOI:10.1109/IECON.2017.8217526 .
18. Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, International Journal of Control, 58:6, 1993. Pp. 1247–1263. DOI:10.1080/00207179308923053.
19. Shtessel Y., Taleb M., Plestan F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. Automatica. 48. 2012. Pp.759–769. DOI:10.1016/j.automatica.2012.02.024.
20. Kamal S., Chalanga A., Moreno J., Fridman L., Bandyopadhyay B. Higher Order Super-Twisting Algorithm. 2014. DOI:10.1109/VSS.2014.6881129.
21. Emel'yanov S.V., Korovin S.K., Levantovskii L.V. A family of new regulators based on second order sliding mode Matem. Mod., Vol.2, No.3 ,1990, Pp.89–100. URL: http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344.
22. Papan Dey, Saad Mekhilef. Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis AUTOMATIKA 56, 2015. Vol. 1. Pp. 42–54. DOI:10.7305/automatika.2015.04.572.
23. Utkin V.I. Sliding modes in optimization and control problems. Moskva: Nauka, 1981. 368 s.
24. Yemelyanov S.V., Korovin S.K. New types of feedback: Management under uncertainty. Moskva: Nauka. Fizmatlit, 1997. 352 s.

Надійшла 19.02.2020
Received 19.02.2020