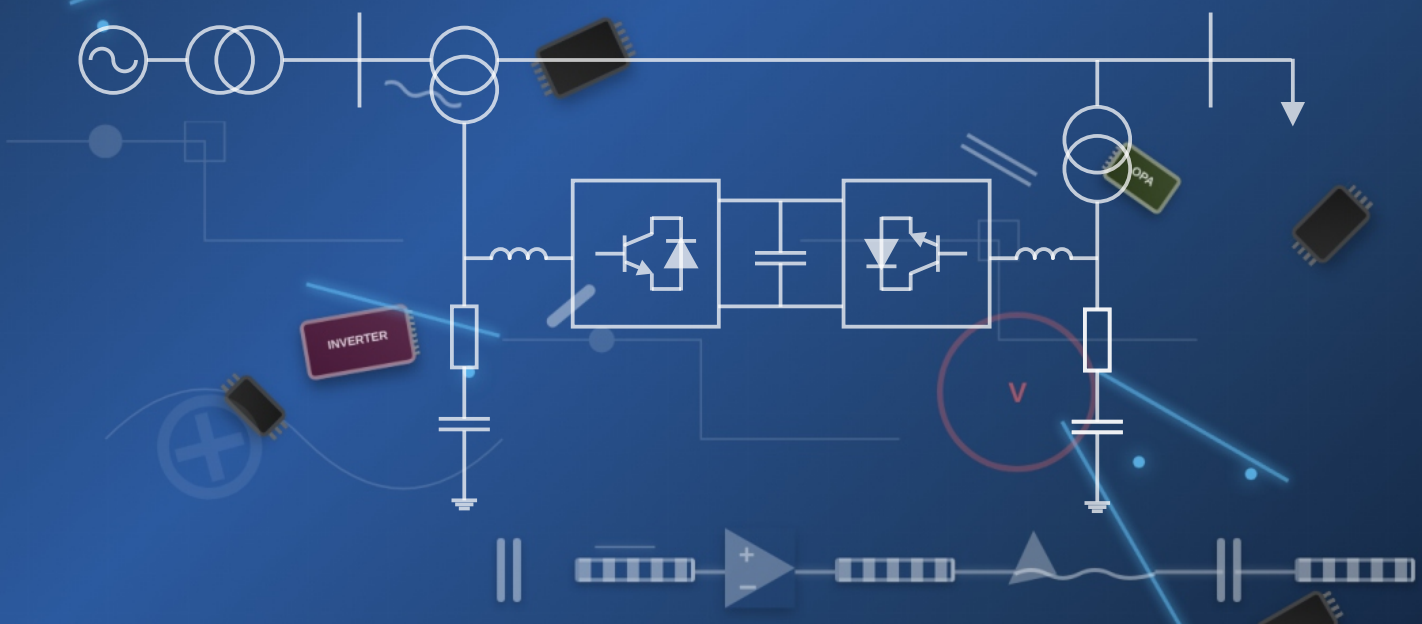
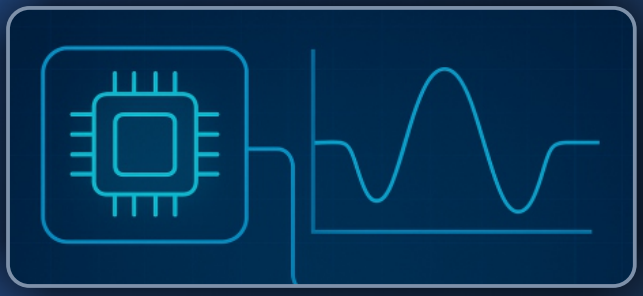
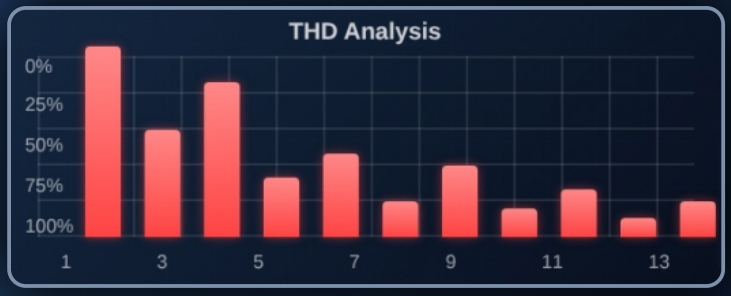
М. Й. Бурбело, Д. Ю. Лебедь

КЕРУВАННЯ СИЛОВИМИ АКТИВНИМИ ФІЛЬТРАМИ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ В РОЗПОДІЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ









Бурбело
Михайло Йосипович

Автор понад 200 наукових праць, 6 публікацій у виданнях, що індексуються в наукометричних базах Scopus, більше 80 статей у фахових виданнях, які входять до переліку ВАК України, 12 авторських свідоцтв та патентів на винаходи, більше 30 робіт навчально-методичного характеру, зокрема 12 навчальних посібників, з них – два навчальних посібники з грифом Міністерства освіти і науки України.

Підготовлено 7 кандидатів наук та 3 доктори філософії (PhD) за спеціальностями «Електричні станції, мережі і системи», «Електротехнічні комплекси та системи» та «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».



Лебедь
Денис Юрійович

PhD, асистент кафедри електротехнічних систем електроспоживання та енергетичного менеджменту Вінницького національного технічного університету, Вінниця, Україна.

Автор 23 публікацій, серед яких 8 публікацій в періодичних фахових виданнях, 3 методичні вказівки, 1 публікація у Scopus.

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет

М. Й. Бурбело, Д. Ю. Лебедь

КЕРУВАННЯ СИЛОВИМИ АКТИВНИМИ ФІЛЬТРАМИ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ В РОЗПОДІЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ

Монографія

Вінниця
ВНТУ
2026

УДК 621.316.1
Б91

Рекомендовано до видання Вченою Радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 6 від 27.11.2025 р.)

Рецензенти:

В. В. Грабко, доктор технічних наук, професор, ВНТУ

О. П. Чорний, доктор технічних наук, професор, КРНУ

Бурбело, М. Й.

Б91 Керування силовими активними фільтрами за наявності коливань напруги в розподільних електричних мережах: монографія [Електронний ресурс] / М. Й. Бурбело, Д. Ю. Лебедь. – Вінниця: ВНТУ, 2026. – (PDF, 114 с.)

ISBN 978-617-8163-77-8 (PDF)

Монографія присвячена системам керування силовими активними фільтрами для підвищення якості фільтрування вищих гармонік і зменшення коливань напруги в розподільних електричних мережах за наявності швидкозмінних та нелінійних навантажень. Встановлено нові закономірності керування паралельним силовим активним фільтром та уніфікованим регулятором якості електроенергії. Застосовано адаптивне налаштування інтервалу часу інтегрування активної та реактивної складових струму керування та часу затримки сигналів системи керування паралельним силовим активним фільтром. Удосконалено принцип побудови системи керування уніфікованим регулятором якості електроенергії.

УДК 621.316.1

DOI: https://doi.org/10.31649/617.8163.77.8
ISBN 978-617-8163-77-8 (PDF)
ISBN 978-966-641-982-1 (друк)

© М. Бурбело, Д. Лебедь, 2026
© ВНТУ, 2026

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ 5

ВСТУП 6

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ДОЦІЛЬНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ СИЛОВИХ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ В РОЗПОДІЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ 8

1.1 Характеристика коливань напруги 8

1.2 Силові активні фільтри 11

1.3 Характеристика уніфікованого регулятора якості електроенергії 14

1.4 Системи керування силовими активними фільтрами 20

РОЗДІЛ 2. ВСТАНОВЛЕННЯ ЗАКОНОМІРНОСТЕЙ КЕРУВАННЯ СИЛОВИМИ АКТИВНИМИ ФІЛЬТРАМИ ЗА ШВИДКИХ ЗМІН НАПРУГИ 25

2.1 Аналіз режиму пасивної компенсації реактивної потужності паралельним силовим активним фільтром 25

2.2 Аналіз режимів активної компенсації реактивної потужності паралельним силовим активним фільтром 28

2.3 Встановлення закономірностей керування уніфікованим регулятором якості електроенергії 33

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ СИЛОВИМ АКТИВНИМ ФІЛЬТРОМ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ 42

3.1 Функціональна схема системи керування силовим активним фільтром за наявності коливань напруги 42

3.2 Розробка системи керування напругою конденсатора силового активного фільтра з елементом затримки в часі 44

3.3 Розробка системи керування напругою конденсатора із застосуванням цифрових фільтрів 51

РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА ТА УНІФІКОВАНОГО РЕГУЛЯТОРА ЯКОСТІ ЕЛЕКТРО-ЕНЕРГІЇ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ 57

4.1 Моделювання паралельного САФ за наявності коливань напруги та гармонічних спотворень 60

4.2 Аналіз роботи УРЯЕ за швидкозмінних навантажень 65

4.3 Моделювання послідовно-паралельного УРЯЕ в режимі компенсації швидких змін напруги та вищих гармонік струму 73

РОЗДІЛ 5. ПРАКТИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО РЕАЛІЗАЦІЇ ОДНОФАЗНИХ САФ і УРЯЕ ЗА ШВИДКИХ ЗМІН НАПРУГИ 79

5.1 Практична реалізація однофазного паралельного САФ 79

5.2 Практичні рекомендації щодо реалізації послідовно-паралельного УРЯЕ 85

5.3 Дослідження квазіперіодичних коливань напруги у мережах із застосуванням УРЯЕ 90

ВИСНОВКИ 94

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 96

ДОДАТКИ 109

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- ВГ – вищі гармоніки
- РМ – розподільні мережі
- САФ – силовий активний фільтр
- СКВШ – система керування високої швидкодії
- СКСШ – система керування середньої швидкодії
- УРЯЕ – уніфікований регулятор якості електроенергії
- ФАПЧ – фазове автопідлаштування частоти
- ШІМ – широтно-імпульсна модуляція
- ЯЕ – якість електричної енергії
- AC – змінний струм
- DC – постійний струм
- IGBT – інтегральний транзистор з ізольованим затвором
- IIR – цифровий фільтр з нескінченною імпульсною характеристикою
- FIR – цифровий фільтр з скінченною імпульсною характеристикою
- PI – пропорційно-інтегрувальний (регулятор)
- THD – коефіцієнт гармонічних спотворення

ВСТУП

Наявність в електричних мережах напругою 0,4 кВ коливань та несинусоїдності напруги погіршують стабільність і ефективність роботи багатьох електроприймачів. Особливо це важливо для таких сфер, як медицина, фармацевтика, телекомунікації, фінанси та інформаційні технології, в яких є істотна частка неконвенційних електричних навантажень і які критичні до зниження якості електроенергії [1].

Дослідженню зменшення коливань напруги з використанням САФ присвячено низку наукових праць [2]-[8]. Не зважаючи на ці дослідження в області використання САФ та результатів їх впровадження, в даний час відсутні чіткі рекомендації щодо побудови систем керування САФ за наявності коливань та несинусоїдності напруги в розподільних електричних мережах.

Впровадження САФ в розподільні електричні мережі є досить актуальним, оскільки впливає на низку ключових аспектів, зокрема:

1) стабільність напруги: електричні мережі повинні забезпечувати стабільний рівень напруги в межах припустимих величин, оскільки зміни напруги можуть призводити до несправностей та пошкодження обладнання;
2) відсутність гармонічних спотворень напруг: наявність високоякісного струму без перешкод або шумів дуже важлива для деяких видів обладнання, таких як медичне або наукове обладнання, а також комп’ютерні системи, які можуть бути чутливими до завад в електричних мережах;
3) відсутність короткочасних переривань в електропостачанні: стале електропостачання є важливим для безперебійної роботи, особливо у сферах, де відмова в постачанні електроенергії може мати серйозні наслідки.

Особливо це важливо в сучасних умовах, коли зростає популярність розумних пристроїв у побуті, а вимоги до якості електроенергії стають ще більш суттєвими. З розвитком сучасних технологій та впровадженням концепції «розумна мережа» (Smart Grid), яка базується на використанні цифрових технологій для керування та моніторингу електричних мереж, питання забезпечення якості електроенергії стає ще більш актуальним.

Забезпечення якості електроенергії також є важливим для розвитку відновлюваних джерел енергії, таких як сонячна та вітрова енергія. Ці джерела енергії чутливі до коливань напруги, тому необхідно забезпечити стабільну та якісну електроенергію для їх використання.

Наукова новизна роботи полягає у: встановленні нових закономірностей керування паралельним силовим активним фільтром та уніфікованим регулятором якості електроенергії за коливань напруги з урахуванням обмежень їх потужності та вимог щодо коливань напруги, що забезпечує вибір параметрів їх систем керування; вперше застосовано адаптивне налаштування інтервалу часу інтегрування активної та реактивної складових струму керування та часу затримки сигналів системи керування паралельним силовим активним фільтром, що забезпечує високу швидкодію роботи паралельного силового активного фільтра; удосконалено принцип побудови системи керування уніфікованим регулятором якості електроенергії за рахунок застосування цифрового фільтра зі скінченою імпульсною характеристикою в системі керування напругою накопичувального конденсатора, що забезпечує підвищення стабільності напруги на конденсаторі за зовнішніх збурень.

Практична цінність результатів монографії має чітку прикладну орієнтацію, що підтверджується: технічним спрямуванням на вирішення проблеми динамічної компенсації коливань напруги в реальних мережах 0,4–10 кВ; застосуванням адаптивного керування в системах реального часу з використанням цифрових фільтрів FIR/IIR; впровадженням результатів у виробництво; створенням моделей, які можуть бути інтегровані у Smart Grid-рішення або вбудовані в промислові ПЛК/контролери; формуванням інженерних рекомендацій щодо реалізації однофазних активних фільтрів.

РОЗДІЛ 1
АНАЛІЗ ДОЦІЛЬНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ СИЛОВИХ АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ В РОЗПОДІЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ

1.1 Характеристика коливань напруги

Згідно з ДСТУ EN 50160-23 [9] коливання напруги характеризуються швидкими змінами напруги δU_t, їх частотою за одну хвилину r, а також короткостроковою P_{St} і довгостроковою P_{Lt} інтенсивністю флікера (рис. 1.1).

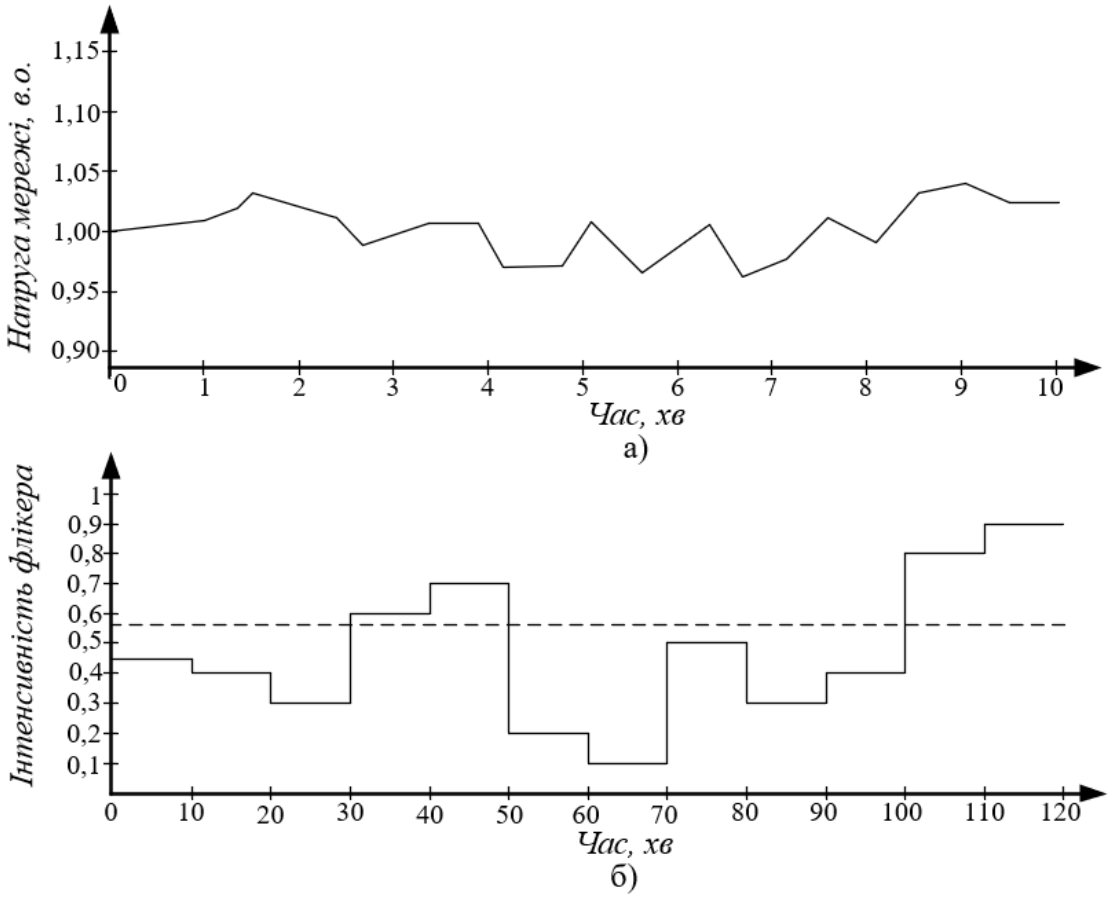


Рисунок 1.1 – Графіки швидких змін напруги (а) та інтенсивність флікера (б)

Швидкі зміни напруги *(rapid voltage change)* – одиничне швидке змінення середньоквадратичного значення напруги між двома її послідовними рівнями, які мають достатню але не визначену тривалість [9].

В IEC 61000-3-3 [10] подано аналітичний метод визначення короткострокової інтенсивності флікера. Він оснований на обчислені так званого часу флікера t_f, який є величиною з часовим виміром, що описує вплив флікера, який викликаний одним коливанням напруги. Час флікера обчислюється за виразом:

$$t_f = 2{,}3\left(d \cdot F_{\mathrm{E}}\right)^{3,2}, \tag{1.1}$$

де d – відносні швидкі зміни напруги, які виражені у процентному співвідношенні відносно номінальної напруги; F_{E} – коефіцієнт еквівалентності, який залежить від форми коливань напруги.

Коефіцієнт 2,3 вноситься для досягнення відповідності нормованому значенню флікера.

Короткострокова інтенсивність флікера P_{St} враховує швидкі зміни напруги протягом T_p =10 хвилин і може бути визначена за формулами

$$P_{St} = \left(\frac{2{,}3 \cdot \left(d \cdot F_{\mathrm{E}}\right)^{3,2} \cdot r}{60}\right)^{1/3,2} \quad \text{або} \quad P_{St} = 0{,}361 \cdot d \cdot F_{\mathrm{E}} \cdot r^{1/3,2}. \tag{1.2}$$

де r – частота швидких змін напруги за хвилину.

У разі різних змін напруги основою оцінки P_{St} є додавання всіх значень часу флікера всередині часового інтервалу T_p:

$$P_{St} = \left(\frac{\sum t_{f_i}}{T_p}\right)^{1/3,2} = \left(\frac{2{,}3 \cdot \sum \left(d_i \cdot F_{\mathrm{E}_i}\right)^{3,2}}{T_p}\right)^{1/3,2}. \tag{1.3}$$

Час T_p необхідно виразити в секундах, а для експериментального визначення P_{St} цей період спостереження має становити 10 хвилин.

Згідно з ДСТУ EN 50160-23 довгострокова інтенсивність флікера P_{Lt} виражається через короткострокову інтенсивність флікера P_{St} на інтервалі часу, що дорівнює 2 години, за формулою:

$$P_{Lt} = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^{12} P_{St(i)}^3}{12}}. \tag{1.4}$$

Відповідно до ДСТУ EN 50160-23, для уникнення дискомфорту людей довгострокова інтенсивність флікера $P_{Lt} \leq 1$.

Швидкі зміни напруги можна визначати за допомогою таких параметрів як зміни активної, реактивної потужності та потужності короткого замикання (КЗ) мережі. Для розрахунку використовують формулу:

$$\delta U_t = \frac{\left|\delta P \cdot R \pm \delta Q \cdot X\right|}{S_{\text{к}} \cdot Z}, \tag{1.5}$$

де R, X, Z – активний, реактивний та повний опори мережі, Ом;

$\delta P, \delta Q$ – зміна активної та реактивної потужності, МВт, МВАр;

$S_{\text{к}}$ – потужність КЗ в точці мережі, де визначають δU_t, МВ·А.

Застосування (1.5) дозволяє визначати рівень коливань для різних типів електромереж. Зі збільшенням потужності короткого замикання рівень коливань знижується, що покращує якість електроенергії та зменшує кількість аварійних ситуацій.

Коливання напруги, які можуть бути спричинені різкими змінами споживаної потужності таких електропристроїв, як потужні електродвигуни [11], [12], а також побутові прилади з високою частотою перемикання. Високочастотні коливання напруги можуть суттєво впливати на чутливе обладнання, таке як комп’ютери, освітлювальні прилади, та медичне обладнання. Навіть короткострокові стрибки напруги можуть спричинити збій роботи або вихід із ладу таких систем [13].

Крім того, значні коливання напруги призводять до погіршення роботи освітлювальних пристроїв, впливають на стабільність роботи електродвигунів і можуть викликати аварії обладнання через часте вимкнення магнітних пускачів або вихід з ладу конденсаторних батарей [14].

Існує кілька методів зменшення коливань напруги [15]:

1. Збільшення потужності короткого замикання мережі для стабілізації напруги електромережі.

2. Використання стабілізаторів напруги – пристроїв, які автоматично підтримують напругу в заданих межах, компенсуючи її коливання.

3. Встановлення компенсаційних пристроїв, таких як силові активні фільтри (САФ), статичні тиристорні та синхронні компенсатори, уніфіковані регулятори якості електроенергії (УРЯЕ), які завдяки динамічній компенсації реактивної потужності допомагають знизити коливання напруги.

1.2 Силові активні фільтри

Одним із засобів зменшення коливань напруги в розподільних електричних мережах є силові активні фільтри (САФ), які поділяють на паралельні та послідовні.

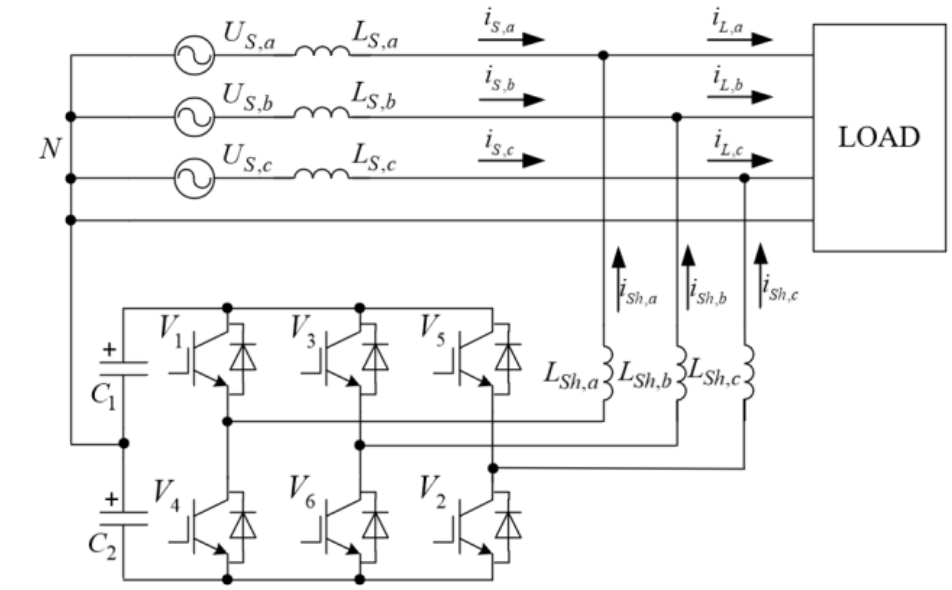
Паралельні САФ застосовують для зменшення вищих гармонік струмів, а у разі необхідності, ще й для симетрування навантажень та компенсації реактивної потужності [16-21].

Послідовний САФ застосовують для зменшення вищих гармонік напруги, а також ще й для симетрування та зменшення коливань напруги [22, 23], зниження перенапруги та провалів напруги. Його основна функція забезпечення стабільної синусоїдної напруги на навантаженні.

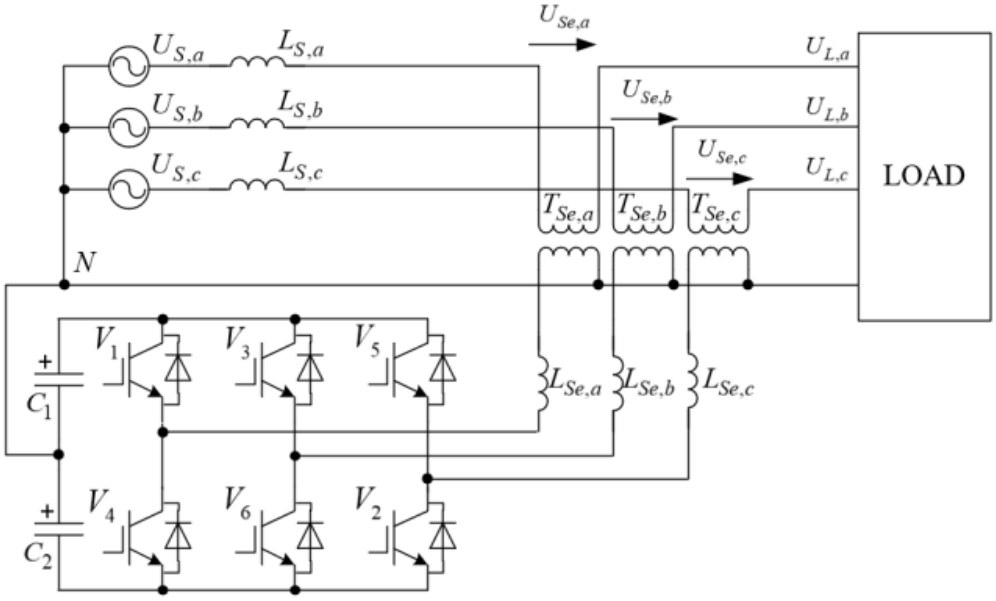
Паралельні та послідовні САФ дозволяють не лише стабілізувати параметри якості електроенергії, але й знизити втрати електроенергії в електричних мережах [24].

За допомогою послідовного САФ усуваються проблеми провалів, перенапруг та коливань напруги. За наявності послідовного САФ та системи ємнісного короткочасного накопичення енергії можна на короткий час (до 0,1 с) компенсувати коливання до 35% від номінальної напруги [25]. Однак більшість провалів напруги значно менші за 35%. Також, послідовний САФ може компенсувати до 90% вищих гармонік напруги [26], [27].

На рис. 1.2, а і б наведено схеми приєднання до мережі з навантаженням, відповідно, паралельного та послідовного САФ, виконаних на базі трифазного мостового NPC-інвертора напруги.



а)



б)

Рисунок 1.2 – Схеми паралельного (а) та послідовного (б) САФ на базі трифазного мостового інвертора напруги

Дворівневий NPC-інвертор має зменшені втрати на провідність, оскільки кожен силовий ключ перемикає лише половину напруги шини постійного струму. Завдяки цьому зменшуються втрати на перемикання та дозволяється використання транзисторів з нижчим класом напруги.

Недоліки розглянутих трифазних мостових інверторів включають декілька аспектів. Вихідна напруга має лише два рівні (позитивний і негативний), що призводить до ширшого спектра гармонік порівняно з багаторівневими інверторами. Це ускладнює фільтрацію вищих гармонік. Швидкі зміни напруги на виході спричиняють підвищене електромагнітне випромінювання та можуть створювати проблеми з ізоляцією двигунів. Дворівнева структура не має вбудованого механізму для балансування напруги на конденсаторах шини постійного струму, що може призводити до нерівномірного розподілу напруги між конденсаторами.

На рис. 1.3, 1.4 наведено схеми приєднання до мережі з навантаженням, відповідно, паралельного та послідовного трифазних САФ, виконаних на базі однофазних мостових інверторів.

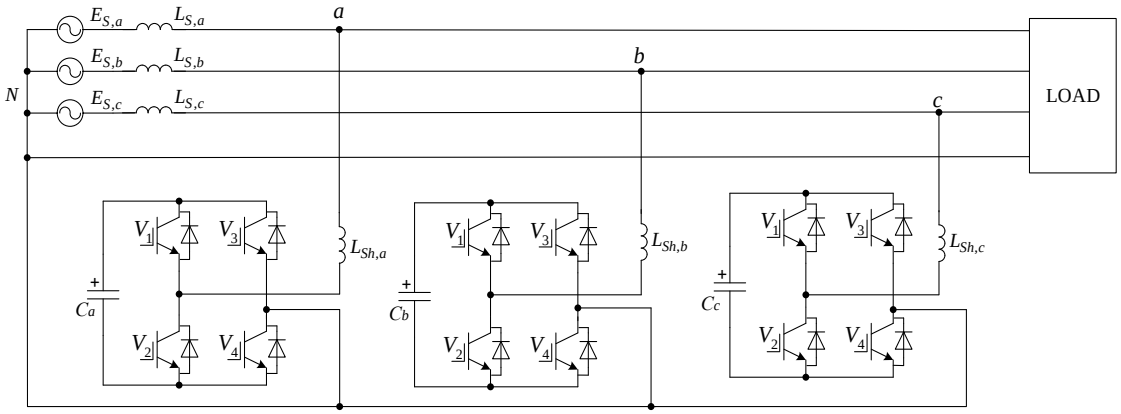


Рисунок 1.3 – Схеми паралельного САФ на базі трьох одномостових інверторів

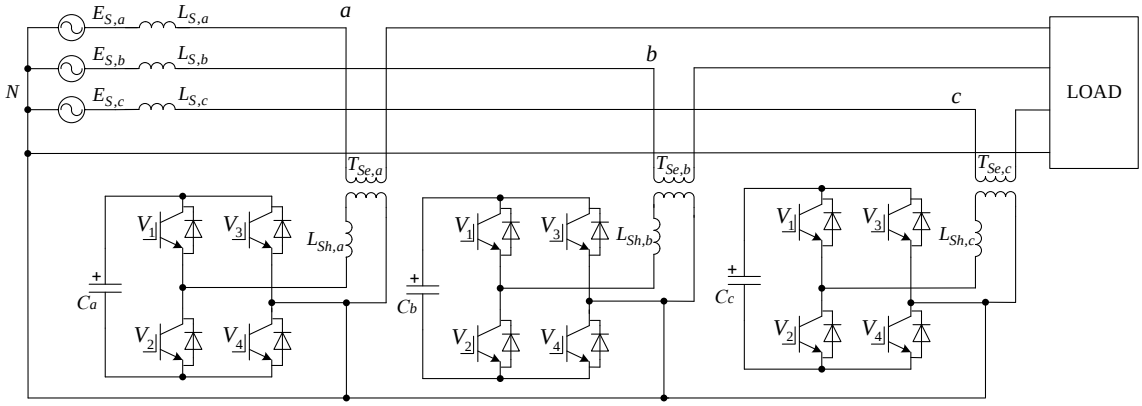


Рисунок 1.4 – Схеми послідовного САФ на базі трьох одномостових інверторів

Три однофазні інвертори забезпечують гнучкість в управлінні завдяки можливості незалежного регулювання кожної фази, що дозволяє ефективно балансувати навантаження та зменшувати міжфазні пульсації струму. Окремі інвертори можуть працювати незалежно, що підвищує надійність системи, оскільки у разі виходу з ладу одного з них решта продовжують функціонування. Це також полегшує ремонт та обслуговування, оскільки модульна структура дозволяє замінювати або вдосконалювати окремі блоки без необхідності повної зупинки системи. Гнучкість у формуванні вихідної напруги дозволяє застосовувати такі інвертори у розподілених енергетичних системах і мікромережах, де важливо забезпечити незалежне живлення для різних навантажень.

Недоліки трьох однофазних інверторів. Використання трьох окремих інверторів вимагає більшої кількості силових ключів, діодів і конденсаторів. Це збільшує загальні втрати на перемикання, вартість і габарити системи. Потрібна складна схема керування для забезпечення синхронізації трьох однофазних систем, особливо при нерівномірних навантаженнях. Для кожного інвертора потрібно забезпечити балансування напруги на конденсаторах. Це ускладнює систему керування для забезпечення точності синхронізації фазових виходів. Невідповідність у синхронізації може призвести до погіршення якості вихідної напруги.

1.3 Характеристика уніфікованого регулятора якості електроенергії

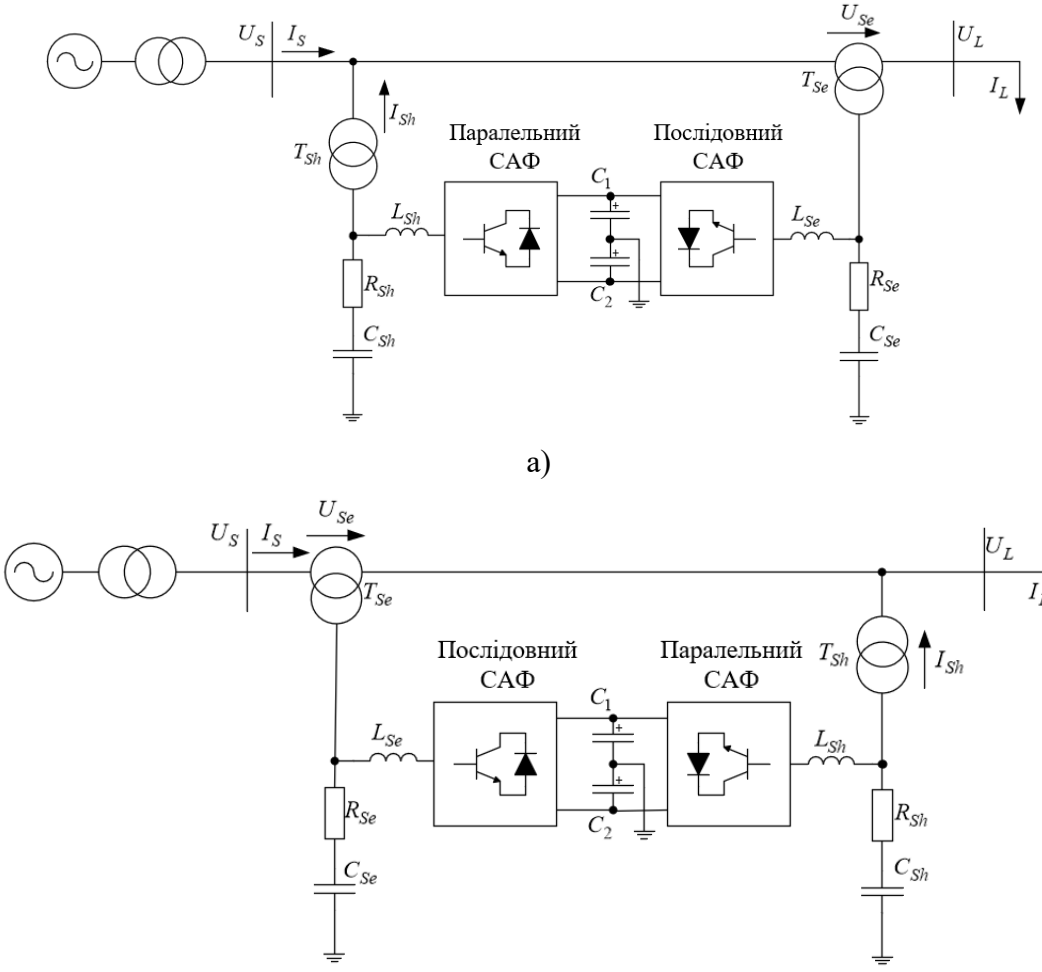
У мережах, до яких приєднані швидкозмінні навантаження, виникає низка проблем, які можуть негативно впливати як на споживачів, так і на всю мережу в цілому [28], [29]. Швидкозмінні навантаження викликають раптові зміни споживання потужності, що може призводити до просадок або підвищення напруги у мережі. Часто ці навантаження генерують вищі гармоніки, які забруднюють форму синусоїди напруги та струму. Гармоніки можуть викликати резонанс у лініях електропередачі або конденсаторних батареях, що призводить до небезпечного збільшення струмів і напруг. Швидкі зміни навантаження також впливають на реактивну складову струму, що призводить до зниження коефіцієнта потужності. У системах з обмеженою генерацією різкі зміни навантаження можуть викликати відхилення частоти від номінального значення.

Для вирішення цих проблем в останні роки все більш широке застосування знаходять УРЯЕ [30] - [37].

Уніфікований регулятор якості електроенергії (УРЯЕ) [38] поєднує в собі можливості як паралельного САФ, так і послідовного САФ, забезпечуючи одночасну компенсацію коливань напруги, гармонічних спотворень, а також реактивної потужності, що дозволяє комплексно підтримувати якість електроенергії в мережі.

УРЯЕ складається з паралельного і послідовного САФ. Існує дві модифікації УРЯЕ: паралельно-послідовний САФ та послідовно-паралельний САФ. УРЯЕ може компенсувати як напруги, так і струми, щоб напруга навантаження мала номінальне значення, а струм джерела живлення збігався по фазі з його напругою.

УРЯЕ складається з двох інверторів напруги зі спільним накопичувачем електроенергії (рис. 1.5).



а)

б)

Рисунок 1.5 – Структурні схеми УРЯЕ з паралельно-послідовним (а) та з послідовно-паралельним (б) з’єднанням САФ

Обидва інвертори напруги живляться від спільних конденсаторів постійного струму. Кожен з інверторів приєднується паралельно та послідовно до системи змінного струму через лінійний трансформатор. Паралельний інвертор разом зі своїм колом керування утворює схему паралельно-послідовного САФ [39] - [46].

Послідовний САФ вводить компонент напруги послідовно з напругою живлення, таким чином компенсуючи падіння або збільшення напруги на стороні навантаження. Реакція керування становить близько 3 мс [47], що забезпечує надійне живлення напругою в умовах перехідних режимів мережі. Введення напруги довільної фази відносно струму навантаження передбачає можливість протікання активної потужності через коло постійного струму [48] - [53].

УРЯЕ-А (уніфікований регулятор якості електроенергії з використанням активної потужності) є однією з найпоширеніших схем УРЯЕ завдяки здатності компенсувати основні проблеми якості електроенергії, зокрема провали напруги, перенапруги, коливання напруги, гармонічні спотворення та низький коефіцієнт потужності. Основна ідея цієї схеми полягає у використанні активної потужності для корекції напруги та підтримання стабільної роботи системи [54]-[61]. Послідовний САФ додає напругу в фазі або протифазі до вхідної напруги, забезпечуючи стабільність на стороні навантаження. Паралельний САФ виконує компенсацію реактивної потужності, а також усуває вищі гармоніки струму, що генеруються нелінійними навантаженнями.

В ідеальних робочих умовах УРЯЕ не має втрат, і тому активна потужність, що споживається навантаженням, дорівнює активній потужності джерела живлення. Система УРЯЕ-А працює за принципом енергетичного балансу, де потужність послідовного САФ (P_{Se}) та паралельного САФ (P_{Sh}) компенсують одна одну. Для такого режиму справедливе рівняння:

$$P_{Se} + P_{Sh} = 0, \tag{1.6}$$

де P_{Se} – відповідає за генерацію напруги для компенсації провалів напруги і перенапруги; P_{Sh} – забезпечує подачу активної потужності від джерела до навантаження та підтримує енергетичний баланс.

Для послідовно-паралельної схеми вирази для активної потужності мають такий вигляд:

$$\begin{aligned} P_{Se} &= U_{Se} \cdot I_L \cdot \cos(\varphi_L); \\ P_{Sh} &= U_S \cdot I_{Sh} \cdot \cos(\varphi_{Sh}), \end{aligned} \tag{1.7}$$

де φ_L – фазовий зсув між U_{Se} та I_L; φ_{Sh} – фазовий зсув між U_S та I_{Sh}.

Для паралельно-послідовної схеми вирази для активної потужності такі:

$$\begin{aligned} P_{Se} &= U_{Se} \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S); \\ P_{Sh} &= U_L \cdot I_{Sh} \cdot \cos(\varphi_{Sh}). \end{aligned} \tag{1.8}$$

Враховуючи умову енергетичного балансу (1.6), маємо:

$$\begin{aligned} U_{Se} \cdot I_L \cdot \cos(\varphi_L) &= U_S \cdot I_{Sh} \cdot \cos(\varphi_{Sh}); \\ U_{Se} \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S) &= U_L \cdot I_{Sh} \cdot \cos(\varphi_{Sh}). \end{aligned} \tag{1.9}$$

Ці співвідношення визначають, як паралельний компенсатор забезпечує енергетичну підтримку послідовного компенсатора.

За відсутності гармонічних спотворень напруги, потужність, споживана з електромережі, визначається сумою потужності навантаження та втрат в УРЯЕ. За умови, що вихідна напруга U_L синхронізована з основною гармонікою вхідної напруги, цо забезпечує роботу послідовного САФ переважно з реактивною потужністю. Це зумовлено тим, що основна складова напруги трансформатора зв’язку завжди знаходиться у фазі зі струмом, споживаним від електромережі.

Основною перевагою схеми УРЯЕ-А є її здатність стабілізувати напругу та компенсувати реактивну потужність і гармонічні спотворення електроенергії. Послідовний САФ забезпечує швидке реагування на зміни напруги, тоді як паралельний САФ підтримує синусоїдну форму струму джерела, що покращує загальний коефіцієнт потужності системи.

Основне завдання послідовного САФ – стабілізувати напругу на навантаженні (U_L) до заданого рівня (U_{ref}) незалежно від

нестабільностей вхідної напруги (U_S). Для досягнення цього САФ генерує напругу (U_{Se}):

$$\underline{U}_{Se} = \underline{U}_{ref} - \underline{U}_L , \tag{1.10}$$

Крім того, УРЯЕ забезпечує майже одиничний коефіцієнт потужності джерела струму [62]-[65].

За умови $U_S < U_L$, то P_{Se} буде додатною, це означає, що САФ генерує активну потужність (рис. 1.6). Цей стан можливий під час швидкого зниження напруги в мережі. Необхідна активна потужність споживається з мережі за рахунок збільшення струму. Це дозволяє підтримувати баланс потужності та зберігати напругу кола постійного струму на бажаному рівні. Активна потужність надходить від джерела через паралельний САФ і коло постійного струму до послідовного САФ і до навантаження. Таким чином, навантаження отримуватиме бажану потужність навіть під час швидкого зниження напруги.

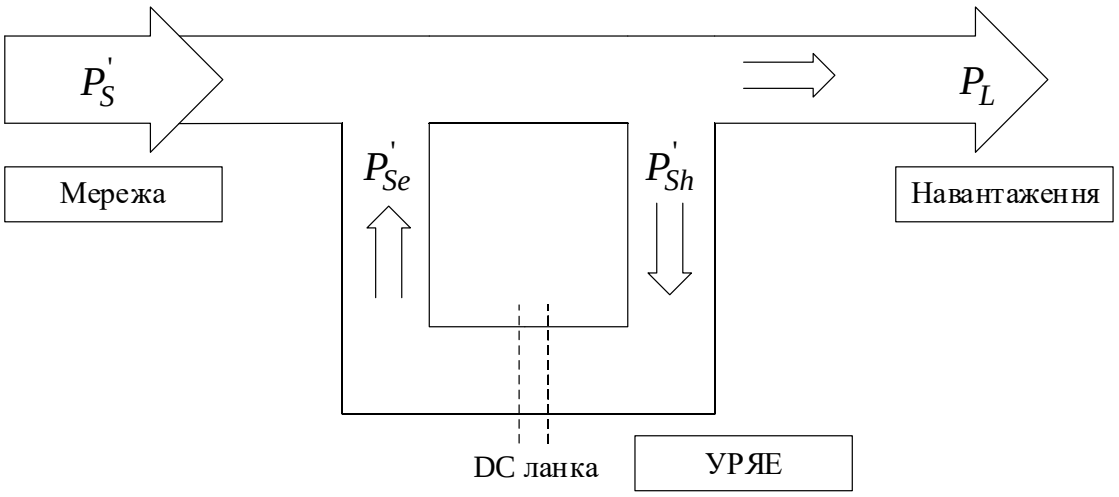


Рисунок 1.6 – Перетік активної потужності під час зниження напруги

Якщо $U_S > U_L$, то P_{Se} буде негативним, це означає, що послідовний САФ споживає додаткову активну потужність від джерела (рис. 1.7). Оскільки U_S збільшується, напруга кола постійного струму може зрости. Щоб підтримувати напругу кола постійного струму на постійному рівні, контролер паралельного САФ зменшує струм, споживаний від джерела живлення. В результаті, послідовний САФ працює в режимі споживання активного потужності [66].

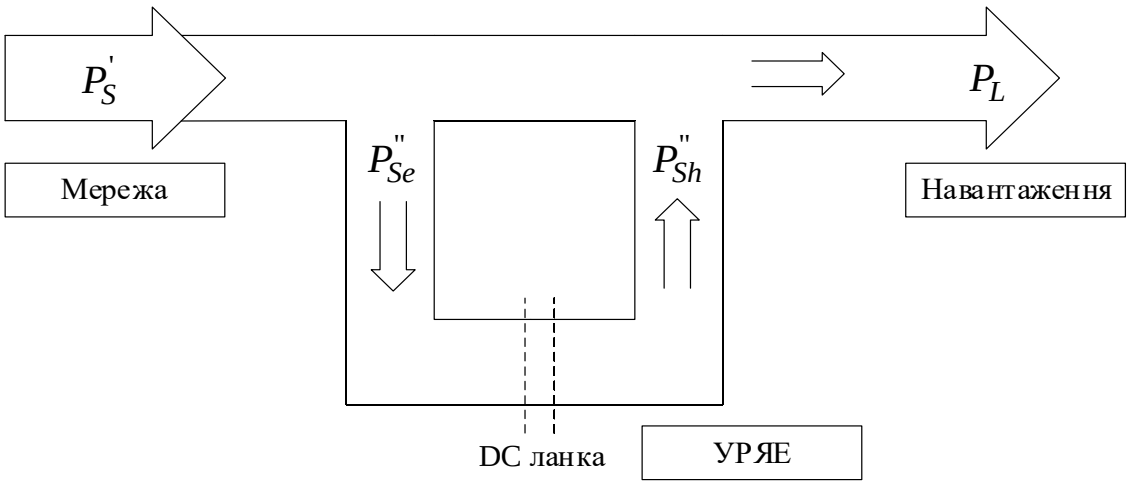


Рисунок 1.7 – Перетік активної потужності під час збільшення напруги

Таким чином, УРЯЕ-А можна застосовувати для покращення якості електроенергії, особливо у випадках, коли пріоритетом є стабільність напруги та зниження гармонічних спотворень.

УРЯЕ-А у стабілізації напруги, здатностний швидко реагувати на динамічні зміни вхідної напруги та зберігати стабільність на виході, навіть за значних коливань або короткочасних провалів. Це робить УРЯЕ-А надзвичайно бажаним для застосувань у мікромережах і розподільних системах з високими вимогами до стабільності напруги.

Однак УРЯЕ-А має певні недоліки у зменшенні коливань напруги:

1. Залежність від активної потужності: послідовний САФ працює виключно за рахунок активної потужністі, що обмежує його здатність компенсувати реактивну потужність без додаткового активного навантаження на паралельний САФ.

2. Обмежене використання ресурсів послідовного САФ: послідовний САФ не може брати участь у компенсації реактивної потужності, що призводить до зниження загальної продуктивності використання системи.

3. Висока потреба в енергії: генерування активної потужності може викликати додаткові енергетичні втрати, особливо в умовах тривалих провалів або несиметрії напруги.

4. Чутливість до перехідних процесів: у ситуаціях різких змін напруги (наприклад, раптового вмикання великих навантажень) реакція системи може бути не миттєвою, що вплине на якість стабілізації.

Таким чином, УРЯЕ-А є потужним рішенням для зменшення коливань напруги, але його ефективність у компенсації коливань напруги може бути обмежена специфічними технічними характеристиками та умовами експлуатації. Для підвищення продуктивності можливо розглянути альтернативні або комбіновані концепції, які враховують недоліки традиційного УРЯЕ-А.

1.4 Системи керування силовими активними фільтрами

Удосконалення системи керування САФ і УРЯЕ може забезпечити розвиток методів керування ними [67]-[74].

Структура системи керування визначається методом керування САФ. Система керування послідовним САФ (рис. 1.7) грунтується на формуванні заданої напруги на навантаженні [75].

Координати ωt, необхідні для формування напруги необхідної фази з блоку фазового автопідлаштовувача частоти (ФАПЧ). ФАПЧ – це система керування, яка генерує вихідний сигнал, фаза якого пов’язана з фазою вхідного сигналу [76]-[79].

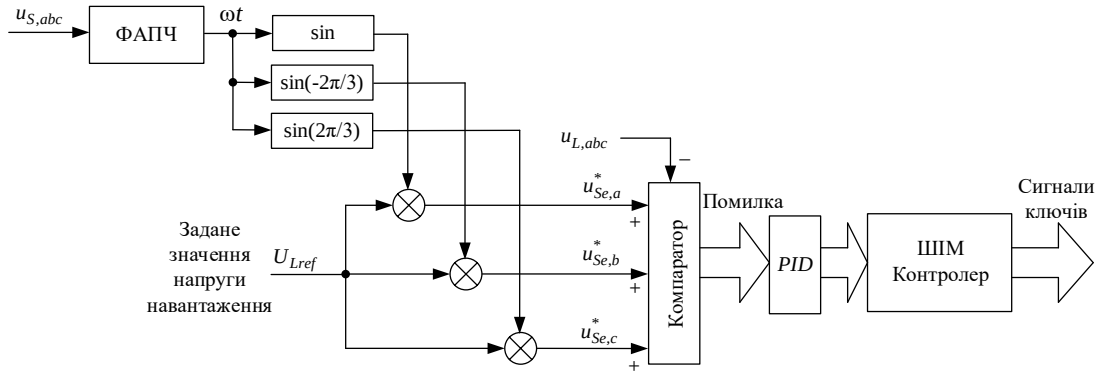


Рисунок 1.8 – Схема керування послідовним САФ

Розглянемо деякі ключові формули керування послідовним САФ для регулювання напруги на навантаженні.

Формування номінальної напруги на навантаженні можна описати формулами [80]

$$
\begin{aligned}
u^{*}_{Se,a} &= U_{L,ref} \cdot \sin(\omega \cdot t); \\
u^{*}_{Se,b} &= U_{L,ref} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right); \\
u^{*}_{Se,c} &= U_{L,ref} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right),
\end{aligned}
\tag{1.11}
$$

де $U_{L,ref}$ – задане амплітудне значення напруги на навантаженні.

Визначення помилки небалансу між напругою на навантаженні та бажаною напругою на навантаженні (див. рис. 1.8)

$$
\begin{aligned}
\delta u_{Se,a} &= u^{*}_{Se,a} - u_{L,a}; \\
\delta u_{Se,b} &= u^{*}_{Se,b} - u_{L,b}; \\
\delta u_{Se,c} &= u^{*}_{Se,c} - u_{L,c},
\end{aligned}
\tag{1.12}
$$

де $u^{*}_{Se,abc}$ – бажана напруга на навантаженні; $u_{L,abc}$ – фактична напруга на навантаженні.

Підсумкова формула для компенсуючої напруги в послідовному САФ для керування напругою навантаження буде:

$$
u_{comp} = K_P \cdot \delta u_{Se,abc} + K_I \int_0^t \delta u_{Se,abc} \cdot dt + K_D \cdot \frac{d\delta u_{Se,abc}}{dt}, \tag{1.13}
$$

де K_P, K_I, K_D – коефіцієнти *PID* регулятора для керування послідовним САФ; $\delta u_{Se,abc}$ – сигнал помилки $\delta u_{Se,a}$, $\delta u_{Se,b}$, $\delta u_{Se,c}$.

Система керування паралельним САФ містить вимірювальні блоки струму навантаження ($i_{L,abc}$), напруги джерела ($u_{S,abc}$) і струму компенсатора ($i_{Sh,abc}$), систепа керування в *dq* координатих, синхронізатор фаз (ФАПЧ), компаратор для генерації помилки компенсації струму та ШІМ контролер (рис. 1.9) [81]-[83].

Силова частина паралельного САФ складається з інвертора напруги та вихідного згладжувального фільтра (рис. 1.8). Алгоритм керування трифазною системою напруги та струму мережі виконується за допомогою перетворень з системи координат *a*, *b*, *c* у систему координат α, β, а потім з α, β у синхронну систему координат *d*, *q*, яка обертається з кутовою частотою ω [84].

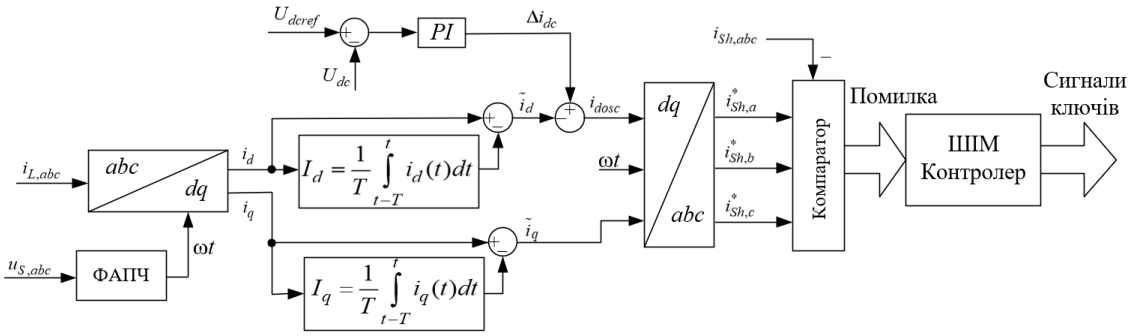


Рисунок 1.9 – Схема керування паралельним САФ

Першим етапом є перетворення з системи координат *a*, *b*, *c* у систему координат α, β:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix};$$
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

де u_α, u_β, i_α, i_β – ортогональні складові напруги та струму в системі координат α, β.

Для мереж 0,4 кВ необхідне введення нульової складової струму та напруги, для мереж 6, 10, 20 і 35 кВ, які працюють в режимі ізольованої нейтралі, складові нульової послідовності не використовуються.

Перетворення в *d*, *q* систему координат відбувається за формулами

$$i_d = i_\alpha \cos\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) + i_\beta \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2}\right);$$
$$i_q = i_\alpha \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) - i_\beta \cos\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2}\right). \quad (1.15)$$

Принцип роботи САФ ґрунтується на визначенні пульсацій активної та реактивної складових струму навантаження i_d та i_q, що зумовлені наявністю вищих гармонік на несиметрії струмів та генеруванні компенсувальних струмів, що вводяться у мережу для компенсації небажаних складових.

Регулюючи i_d та i_q, можна керувати, відповідно, активною та реактивною потужностями. За відсутності генерування або споживання активної потужності результуючий струм повинен містити квадратурну складову (тобто $i = i_q$, а $i_d = 0$), що дозволяє компенсувати реактивну потужність.

Система керування напругою конденсаторів САФ і УРЯЕ відіграє важливу роль у зниженні коливань напруги в електричній мережі. Вона регулює постійну напругу конденсаторів, що використовуються для подачі в мережу компенсаційного струму. Для підтримання стабільної напруги U_{dc} використовується регулятор, який коригує потужність, що передається до накопичувальних конденсаторів. Відхилення напруги від заданого значення U_{dcref} визначає помилку стеження:

$$\delta_U = U_{dcref} - U_{dc}. \tag{1.16}$$

У більшості випадків для керування напругою конденсатора використовують *PI* регулятори. В основному це пояснюється їх простою структурою, універсальністю, швидкодією та надійністю. Слід зазначити, що *PI* регулятор стабілізує напругу конденсатора за декілька періодів [85]-[88], що є недостатньо швидким, щоб обмежити початкові зміни напруги у разі накиду або скиду навантаження.

У режимі компенсації зворотної послідовності мережевої напруги на шині постійного струму виникають пульсації з частотою $2\omega t$, що може впливати на якість керування та спричиняти додаткові гармонічні спотворення. Наявність додаткових пульсацій кола постійної напруги вимагає застосування додаткових фільтруючих схем (наприклад, смугового фільтра з центруванням на частоті 2ω), що ускладнює конструкцію системи та підвищує вимоги до параметрів керування [89].

В [90]-[92] досліджено вплив динамічних властивостей підсистеми керування напругою накопичувального конденсатора трифазного паралельного САФ на швидкодію системи та коефіцієнт гармонічних спотворень (*THD*). Основна мета полягала у визначенні типу фільтра,

який би мінімізував вплив гармонічних спотворень, викликаних нелінійними навантаженнями, на якість електроенергії у мережі, зберігаючи при цьому високу швидкодію системи.

Для стабілізації напруги на накопичувальному конденсаторі U_{dc}, враховуючи гармонічні складові з частотою 6ω, запропоновано використовувати *PI* регулятор із коефіцієнтами: $K_p=C_{dc}\cdot\omega$, $K_i=C_{dc}\cdot\omega^2/8$, який для заданих параметрів системи забезпечує роботу в граничному аперіодичному режимі без перерегулювання [93].

Для дослідження динамічних характеристик було проведено моделювання із використанням різних типів фільтрів: Баттерворта, Чебишева, Кауера, Беселя та інших. Результати показали, що фільтр Кауера 4-го порядку з передаточною функцією $W(s)=1/(T_1s+1)^4$ забезпечує оптимальний компроміс між швидкодією та рівнем гармонічних спотворень (*THD*). Зокрема, застосування цього фільтра дозволило знизити *THD* до 3,72% [94], тоді як використання фільтрів низького порядку, таких як $1/(T_1s+1)$, негативно впливало на швидкодію системи [95]. Було також показано, що збільшення порядку фільтра понад четвертий лише ускладнює технічну реалізацію, не даючи суттєвого приросту.

Таким чином, результати дослідження [96], [97] підтверджують важливість вибору динамічних параметрів фільтра у каналі керування САФ для досягнення компромісу між якістю електроенергії та швидкодією системи.

РОЗДІЛ 2
ВСТАНОВЛЕННЯ ЗАКОНОМІРНОСТЕЙ КЕРУВАННЯ СИЛОВИМИ АКТИВНИМИ ФІЛЬТРАМИ ЗА ШВИДКИХ ЗМІН НАПРУГИ

2.1 Аналіз режиму пасивної компенсації реактивної потужності паралельним силовим активним фільтром

Основне призначення паралельного САФ полягає у компенсації вищих гармонік струмів навантаження. Водночас він здатен компенсувати реактивну потужність, що сприяє зменшенню коливань напруги, проте для цього необхідна суттєво більша потужність самого САФ [98, 99].

Для аналізу роботи паралельного САФ в режимі стабілізації напруги можна використати схему заміщення вузла мережі, що зображена на рис. 2.1.

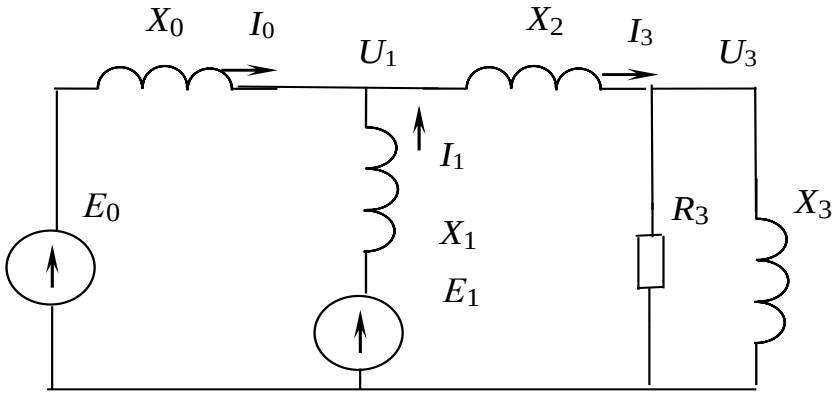


Рисунок 2.1 – Схема заміщення вузла мережі з паралельним САФ

Прийнято такі відносні значення параметрів вузла мережі з паралельним САФ: X_0=0,1158; X_1=0,2646; X_2=0,0015; R_3=1,8375; X_3=2,7563 (потужність навантаження $\underline{S}_3$=0,6+j0,4). Параметри приведені до базисних значень $S_б$ = 10 МВА, $U_б$ = 10 кВ.

Комплексні провідності віток

$$\underline{Y}_0 = \frac{1}{jX_0}; \underline{Y}_1 = \frac{1}{jX_1}; \underline{Y}_2 = \frac{1}{jX_2}; \underline{Y}_3 = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{jX_3}. \qquad (2.1)$$

Комплексні напруги $\underline{U}_1$ та $\underline{U}_3$ розраховуються за формулою:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_0 + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 & -\underline{Y}_2 \\ -\underline{Y}_2 & \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{Y}_0 \cdot \underline{E}_0 + \underline{Y}_1 \cdot \underline{E}_1 \\ 0 \end{bmatrix}. \qquad (2.2)$$

Комплексна ЕРС $\underline{E}_1$ паралельного САФ підбирається в процесі регулювання таким чином, щоб реактивна потужність забезпечувала раціональний режим в електричній мережі, що характеризується стабільним значенням напруги на навантаженні, а активна потужність – дорівнювала нулю.

Розглянемо режим природньої (пасивної) компенсації реактивної потужності, коли регулювання реактивної потужності відсутнє, наприклад, у разі, якщо $\underline{E}_1$=1,03–j0,062.

Для E_0=1,05 струми, відповідно, джерела живлення, паралельного САФ та навантаження будуть:

$$\underline{I}_0 = \underline{Y}_0 \cdot \left(\underline{E}_0 - \underline{U}_1\right) = 0,53 - j0,333;$$

$$\underline{I}_1 = \underline{Y}_1 \cdot \left(\underline{E}_1 - \underline{U}_1\right) = -0,0024 - j0,067;$$

$$\underline{I}_3 = \underline{Y}_3 \cdot \underline{U}_3 = 0,528 - j0,401.$$

Для E_0=1,0 струми, відповідно, джерела живлення, паралельного САФ та навантаження:

$$\underline{I}_0 = \underline{Y}_0 \cdot \left(\underline{E}_0 - \underline{U}_1\right) = 0,517 - j0,196;$$

$$\underline{I}_1 = \underline{Y}_1 \cdot \left(\underline{E}_1 - \underline{U}_1\right) = -0,0077 - j0,191;$$

$$\underline{I}_3 = \underline{Y}_3 \cdot \underline{U}_3 = 0,51 - j0,387.$$

Зниження напруги джерела живлення призводить до зменшення реактивної складової струму $\underline{I}_0$. Джерело живлення знижує генерування реактивної потужності. У даному випадку зниження реактивної потужності джерела живлення компенсується паралельним САФ. Для зменшення зниження споживання реактивної потужності джерелом живлення і стабілізації напруги необхідно збільшити дійсну складову ЕРС компенсатора E_1 до рівня 1,12.

Водночас джерело живлення знижує генерування активної потужності. Паралельний САФ додатково повинен компенсувати небаланс активної потужності.

Для E_0=1,05 потужності джерела живлення, паралельного САФ та навантаження, відповідно, дорівнюють:

$$\underline{S}_0 = \underline{E}_0 \cdot \underline{I}_0^{\,*} = 0,556 + j0,35;$$

$$\underline{S}_1 = \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_1^{\,*} = 0,002 + j0,07;$$

$$\underline{S}_3 = \underline{U}_3 \cdot \underline{I}_3^{\,*} = 0,558 + j0,372.$$

Для E_0=1,0 потужності джерела живлення, паралельного САФ та навантаження, відповідно, дорівнюють:

$$\underline{S}_0 = \underline{E}_0 \cdot \underline{I}_0^{\,*} = 0,517 + j0,196;$$

$$\underline{S}_1 = \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_1^{\,*} = 0,004 + j0,197;$$

$$\underline{S}_3 = \underline{U}_3 \cdot \underline{I}_3^{\,*} = 0,521 + j0,347.$$

Реактивна потужність навантаження і втрати реактивної потужності в лініях електропередачі компенсуються джерелом живлення і паралельним САФ. Зниження реактивної потужності джерела живлення, що зумовлене зниженням його напруги, компенсується паралельним САФ.

Для E_0=1,05 значення напруг $\underline{U}_1$=1,011–j0,061; $\underline{U}_3$=1,011–j0,062.

Для E_0=1,0 значення напруг $\underline{U}_1$=1=0,977–j0,06; $\underline{U}_3$=0,977–j0,061.

Зміни напруги на навантаженні в режимі природньої компенсації реактивної потужності складають 0,034 за змін напруги джерела живлення 0,05 (рис. 2.2), що не завжди задовольняє споживачів.

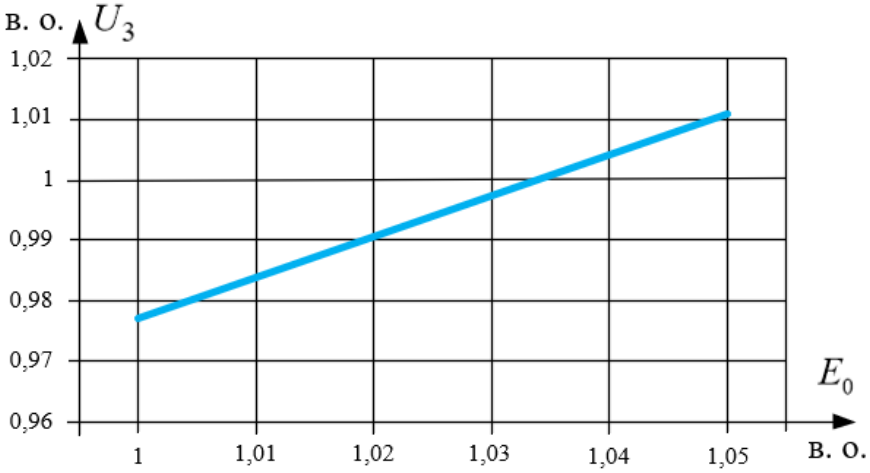


Рисунок 2.2 – Залежність напруги на навантаженні від напруги джерела живлення за наявності паралельного САФ з $\underline{E}_1$=1,03–*j*0,062

2.2 Аналіз режимів активної компенсації реактивної потужності паралельним силовим активним фільтром

Розглянемо режим активної компенсації реактивної потужності з активним регулюванням $\underline{E}_1$.

Реактивна потужність паралельного САФ має нелінійну залежність від $\underline{E}_1$:

$$Q = \frac{U_1 \cdot E_1}{X_1}\left(\frac{E_1}{U_1} - 1\right) = \frac{E_1^{\,2}}{X_1} - \frac{U_1 \cdot E_1}{X_1}. \qquad (2.3)$$

Напруга у вузлі мережі визначається за методом вузлових напруг:

$$\underline{U}_1 = \frac{\underline{Y}_0 \cdot \underline{E}_0 + \underline{Y}_1 \cdot \underline{E}_1}{\underline{Y}_0 + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_{23}}, \qquad (2.4)$$

де $\underline{Y}_{23} = \underline{Y}_2 \cdot \underline{Y}_3 / (\underline{Y}_2 + \underline{Y}_3)$.

Для стабілізації напруги у вузлі мережі необхідним є виконання умови:

$$\underline{Y}_0 \cdot \underline{E}'_0 + \underline{Y}_1 \cdot \underline{E}'_1 = \underline{Y}_0 \cdot \underline{E}''_0 + \underline{Y}_1 \cdot \underline{E}''_1, \qquad (2.5)$$

де $\underline{E}'_0, \underline{E}''_0; \underline{E}'_1, \underline{E}''_1$ - значення $\underline{E}_0$ та $\underline{E}_1$ за двох різних режимів напруги електричної мережі.

Звідси отримаємо:

$$\underline{E}''_1 - \underline{E}'_1 = \frac{\underline{Y}_0}{\underline{Y}_1}\left(\underline{E}'_0 - \underline{E}''_0\right). \qquad (2.6)$$

Умова відсутності генерування реактивної потужності паралельним САФ формується у такому вигляді:

$$\underline{E}'_1 = \underline{U}'_1 = \frac{\underline{Y}_0 \cdot \underline{E}'_0}{\underline{Y}_0 + \underline{Y}_{23}}. \qquad (2.7)$$

З останніх двох виразів випливає, що підтримання стабільної напруги на навантаженні досягається з використанням такої залежності керування паралельним САФ:

$$\underline{E}''_1 = \underline{U}'_1 + \frac{\underline{Y}_0}{\underline{Y}_1}\left(\underline{E}'_0 - \underline{E}''_0\right). \qquad (2.8)$$

Звідси випливає залежність, яка забезпечує стабілізацію напруги на навантаженні за швидких змін напруги живлення E_0=1,0·k, де k=1,0…1,05:

$$\underline{E}''_1 = \underline{U}'_1 + \frac{\underline{Y}_0}{\underline{Y}_1}\left(1{,}05 - E''_0\right). \qquad (2.9)$$

Підтримання стабільної напруги на навантаженні досягається з використанням залежності ЕРС паралельного САФ від зменшення напруги у вузлі U_1, яка є функцією ЕРС джерела живлення $\Delta U_1 = f(\Delta E_0)$.

При цьому необхідно також забезпечити нульове значення активної потужності компенсатора, наприклад, ввівши додатковий множник $\left[1 + 1{,}45 \cdot j\,\mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right]$ в другий доданок (2.9):

$$\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 + \frac{\underline{Y}_0}{\underline{Y}_1}\left[1 + 1{,}45 \cdot j\,\mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right] \cdot \left(1{,}05 - E_0\right), \qquad (2.10)$$

де $\underline{U}'_1$ визначається з (2.7): $\underline{U}'_1$ =1,004-j0,061.

Для наведеного прикладу у разі застосування (2.10) напруга на навантаженні складає 1,003 в усьому діапазоні зміни напруги джерела живлення від 1,0 до 1,05 (рис. 2.3).

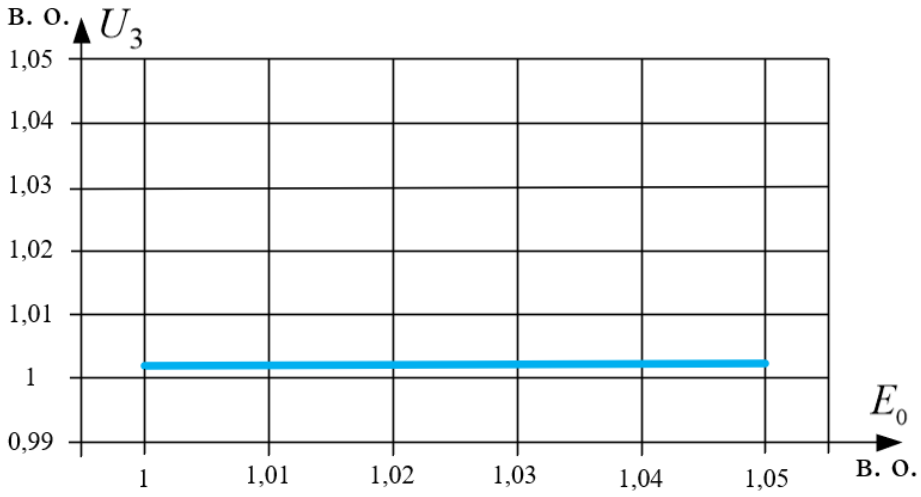


Рисунок 2.3 – Залежність напруги на навантаженні від напруги джерела живлення у вузлі навантаження з активним регулюванням $\underline{E}_1$

Потужність компенсатора при цьому змінюється від нуля до 0,482. Однак потужність паралельного САФ обмежена.

У разі недостатньої потужності паралельного САФ вибирається компроміс між неповною компенсацією коливань напруги і потужністю паралельного САФ:

$$\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 + k_1 \cdot \frac{X_1}{X_0}\left[1 + 1{,}45 \cdot j\,\mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right] \cdot \left(1{,}05 - E_0\right), \qquad (2.11)$$

де k_1 – значення коефіцієнта паралельного САФ, яке задається в процесі регулювання.

Якщо, k_1=0,4, то напруга компенсатора змінюється як функція E_0 за залежністю $\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 \cdot \left(2{,}05 - E_0\right)$, і дорівнює $\underline{E}_1$=1,004–j0,061 при E_0=1,05 та $\underline{E}_1$=1,05–j0,058 при E_0=1,0, то значення напруг, відповідно будуть:

$\underline{U}_1$=1,004–j0,061; $\underline{U}_3$=1,003–j0,061 при E_0=1,05

та $\underline{U}_1$=0,984–j0,059; $\underline{U}_3$=0,983–j0,06 при E_0=1,0.

Швидкі зміни напруги на навантаженні складають 2% за зміни напруги джерела живлення 5% (рис. 2.4). Таке значення швидких змін напруги можна вважати прийнятним в окремих випадках.

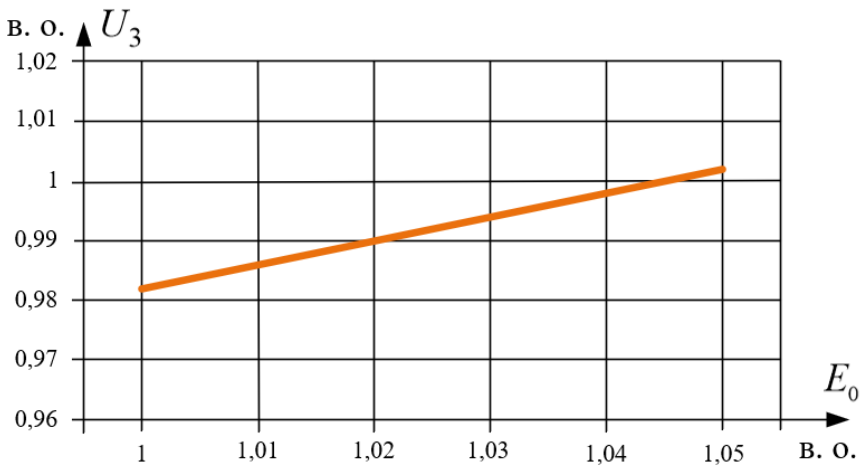


Рисунок 2.4 – Залежність напруги на навантаженні від напруги джерела живлення за наявності паралельного САФ з $\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 \cdot (2,05 - E_0)$

Залежність напруги компенсатора від напруги у вузлі навантаження (2.11) можна покласти в основу системи керування за збуренням САФ для зменшення швидких змін напруги.

У першому випадку (E_0=1,05) потужності джерела живлення, компенсатора та навантаження, відповідно, дорівнюють:

$$\underline{S}_0 = \underline{E}_0 \cdot \underline{I}_0^* = 0,551 + j0,417;$$

$$\underline{S}_1 = \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_1^* = -0,001 + j0,000;$$

$$\underline{S}_3 = \underline{U}_3 \cdot \underline{I}_3^* = 0,550 + j0,367.$$

У другому випадку (E_0=1,0) потужності джерела живлення, компенсатора та навантаження, відповідно, дорівнюють:

$$\underline{S}_0 = \underline{E}_0 \cdot \underline{I}_0^* = 0,526 + j0,129;$$

$$\underline{S}_1 = \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_1^* = 0,004 + j0,276;$$

$$\underline{S}_3 = \underline{U}_3 \cdot \underline{I}_3^* = 0,529 + j0,353.$$

Для більшого зменшення потужності компенсатора його можна переводити в режим споживання реактивної потужності у разі більшої напруги джерела живлення. Якщо k_1=0,875, то напруга компенсатора змінюється як функція E_0 за залежністю $\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 \cdot (3,05 - 2E_0)$ і дорівнює:

$\underline{E}_1$=0,954–j0,058 при E_0=1,05 та $\underline{E}_1$=1,054–j0,064 при E_0=1,0.

Значення напруг, відповідно будуть:

$\underline{U}_1$=0,989–j0,059; $\underline{U}_3$=0,988–j0,06 при E_0=1,05

та $\underline{U}_1$=0,983–j0,061; $\underline{U}_3$=0,982–j0,062 при E_0=1,0.

Швидкі зміни напруги на навантаженні складають 0,006 за зміни напруги джерела живлення 0,05 (рис. 2.5). Таке значення швидких змін напруги є прийнятним.

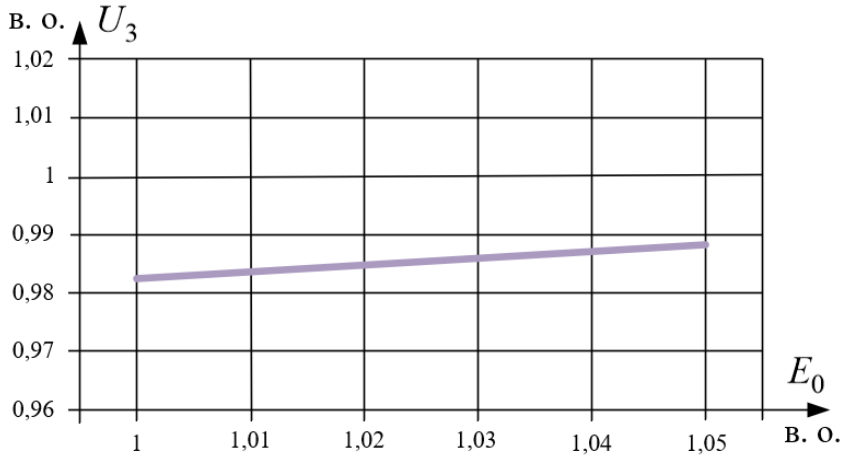


Рисунок 2.5 – Залежність напруги на навантаженні від напруги джерела живлення за наявності паралельного САФ з $\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 \cdot (3,05 - 2E_0)$

У першому випадку (E_0=1,05) потужності джерела живлення, компенсатора та навантаження, відповідно, дорівнюють:

$$\underline{S}_0 = \underline{E}_0 \cdot \underline{I}_0^{\,*} = 0,536 + j0,551;$$

$$\underline{S}_1 = \underline{E}_1 \cdot \underline{I}_1^{\,*} = -0,002 - j0,128;$$

$$\underline{S}_3 = \underline{U}_3 \cdot \underline{I}_3^{\,*} = 0,534 + j0,356.$$

У другому випадку (E_0=1,0) значення струмів і потужностей такі ж як в попередньому випадку.

У цьому режимі паралельний САФ споживає з мережі додаткову реактивну потужність –0,128 при E_0=1,05. Реактивна потужність генерування становить 0,276 при E_0=1,0.

2.3 Встановлення закономірностей керування уніфікованим регулятором якості електроенергії

УРЯЕ поділяють на паралельно-послідовний та послідовно-паралельний, в яких паралельний компенсатор (E_1, X_1) вмикається або зі сторони джерела або зі сторони навантаження, а послідовний (E_2, X_2), навпаки – зі сторони навантаження або зі сторони джерела.

На рис. 2.6 зображено схему заміщення вузла мережі з паралельно-послідовним УРЯЕ.

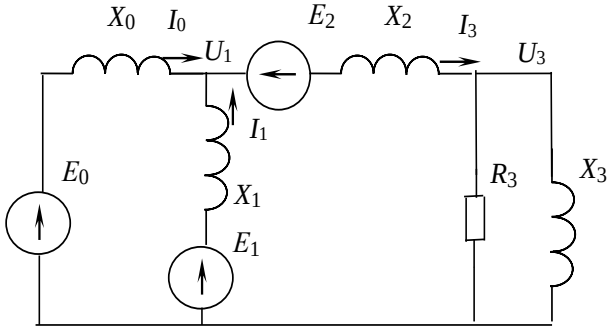


Рисунок 2.6 – Схема заміщення вузла мережі з паралельно-послідовним УРЯЕ

Прийнято ті ж самі значення параметрів вузла мережі: X_0=0,1158; X_1=0,2646; X_2=0,0015; R_3=1,8375; X_3=2,7563 ($\underline{S}_3$=0,6+j0,4).

Напруги U_1 та U_3 розраховуються за формулою:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_0 + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 & -\underline{Y}_2 \\ -\underline{Y}_2 & \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{Y}_0 \cdot \underline{E}_0 + \underline{Y}_1 \cdot \underline{E}_1 + \underline{Y}_2 \cdot \underline{E}_2 \\ -\underline{Y}_2 \cdot \underline{E}_2 \end{bmatrix}. \qquad (2.12)$$

Розглянемо режим активної стабілізації напруги паралельним компенсатором, за якого послідовний компенсатор працює в режимі пасивного вольтододавання, тобто у разі зменшення напруги джерела живлення реактивна потужність цілеспрямовано регулюється паралельним компенсатором УРЯЕ [2], [19], [21].

Напругу у вузлі приєднання УРЯЕ можна визначити за наближеною формулою (2.4), а для стабілізації напруги у вузлі приєднання УРЯЕ необхідним є виконання умови за двох різних режимів (2.6). Залежність, яка забезпечує стабілізацію напруги на навантаженні з використанням активного режиму керування паралельним компенсатором, має вигляд (2.8).

Умова відсутності генерування реактивної потужності паралельного компенсатора за E_0=1,05 формується у такому вигляді:

$$\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 \approx 1{,}05 - \frac{1{,}05 - \underline{E}_2}{1 + \frac{\underline{Y}_0}{\underline{Y}_2} + \frac{\underline{Y}_0}{\underline{Y}_3}} \cdot \tag{2.13}$$

При цьому необхідно також забезпечити мінімальне значення активної потужності компенсаторів. Для паралельного компенсатора ця умова аналогічна умовам (2.9), (2.10). Умова відсутності споживання та генерування активної потужності послідовного компенсатора формується у такому вигляді:

$$\underline{E}_2 = \underline{E}'_2 \left(1 + j\frac{X_3}{R_3}\right), \tag{2.14}$$

де $E_2^{'}$ – значення ЕРС послідовного компенсатора, яке задається в процесі регулювання.

Для налаштування автоматичного режиму роботи УРЯЕ в режимі повної компенсації реактивної потужності та стабілізації напруги паралельним компенсатором (послідовний компенсатор працює в пасивному режимі вольтододавання) можна використати такі залежності:

$$\begin{aligned} \underline{E}_1 &= \underline{U}'_1 + k_1 \frac{X_1}{R_0}\left(1 + j \cdot 1{,}45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot (1{,}05 - \underline{E}_0); \\ \underline{E}_2 &= -\underline{E}'_2 \left(1 + j\frac{X_3}{R_3}\right), \end{aligned} \tag{2.15}$$

де k_1 – значення коефіцієнта паралельного компенсатора, яке задається в процесі регулювання.

Задавши значення k_1=0,8; $E_2^{'} = 0{,}04$ дістанемо такі значення ЕРС і напруг:

$\underline{E}_1$=1,006–j0,066; $\underline{E}_2$=–0,04–j0,06;

$\underline{U}_1$=1,006–j0,066; $\underline{U}_3$=1,045–j0,006 при E_0=1,05

та $\underline{E}_1$=1,097–j0,068; $\underline{E}_2$=–0,04–j0,06;

$\underline{U}_1$=0,999–j0,066; $\underline{U}_3$=1,038–j0,007 при E_0=1,0.

Для E_0=1,05 значення потужностей:

$$\underline{S}_0=0{,}596+j0{,}402;\ \underline{S}_1=0{,}000+j0{,}000;$$

$$\underline{S}_2=0{,}000+j0{,}049;\ \underline{S}_3=0{,}594+j0{,}396.$$

Для E_0=1,0 значення потужностей:

$$\underline{S}_0=0{,}571+j0{,}009;\ \underline{S}_1=0{,}016+j0{,}408;$$

$$\underline{S}_2=0{,}000+j0{,}049;\ \underline{S}_3=0{,}587+j0{,}391.$$

Потужність послідовного компенсатора не змінюється. Послідовний компенсатор забезпечує підвищення напруги на навантаженні [22], [23], [25].

Недоліки такого режиму керування: дуже великий діапазон реактивної потужності, яку повинен генерувати паралельний компенсатор: від 0 до 0,408, нестабільність напруги на навантаженні складає 0,007 (рис. 2.7), що зумовлено обмеженням потужності паралельного компенсатора (k_1=0,8).

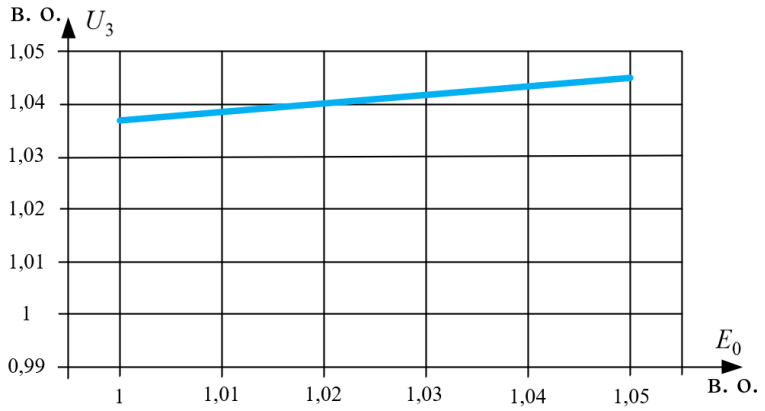


Рисунок 2.7 – Залежність напруги на навантаженні від напруги джерела живлення у вузлі навантаження з коефіцієнтами k_1=0,8; $E_2^{'}=0,04$ УРЯЕ

Розглянемо режим активного регулювання обох компенсаторів УРЯЕ за такими залежностями:

$$\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 + k_1 \frac{X_1}{R_0}\left(1 + j \cdot 1{,}45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot (1{,}05 - E_0);$$
$$\underline{E}_2 = -\left(\underline{E}'_2 + k_2 \cdot (1{,}05 - E_0)\right) \cdot \left(1 + j \frac{X_3}{R_3}\right), \qquad (2.16)$$

де k_2 - значення коефіцієнта послідовного компенсатора, яке задається в процесі регулювання.

Задавши значення k_1=–0,3; $E'_2 = 0{,}02$; k_2=0,85 дістанемо такі значення ЕРС і напруг:

$\underline{E}_1$=1,005–j0,063; $\underline{E}_1$=–0,02–j0,03;

$\underline{U}_1$=1,005–j0,063; $\underline{U}_3$=1,024–j0,034 при E_0=1,05

та $\underline{E}_1$=0,971–j0,062; $\underline{E}_2$=–0,063–j0,094;

$\underline{U}_1$=0,962–j0,065; $\underline{U}_3$=1,024+j0,028 при E_0=1,0.

Для E_0=1,05 значення потужностей:

$\underline{S}_0$=0,572+j0,410; $\underline{S}_1$=0,000+j0,000;

$\underline{S}_2$=–0,001+j0,024; $\underline{S}_3$=0,572+j0,381.

Для E_0=1,0 значення потужностей:

$\underline{S}_0$=0,558+j0,325; $\underline{S}_1$=0,011+j0,030;

$\underline{S}_2$=0,002+j0,075; $\underline{S}_3$=0,571+j0,381.

Недолік такого режиму: реактивна потужність, яку повинен генерувати послідовний компенсатор, досить велика: 0,075. Крім того, паралельний компенсатор для стабілізації напруги повинен генерувати активну і реактивну потужність, відповідно: 0,011 та 0,030.

Розглянемо режим активного регулювання обох компенсаторів УРЯЕ за такими залежностями:

$$\underline{E}_1 = \underline{U}'_1 + k_1 \frac{X_1}{X_0}\left(1 + j \cdot 1{,}45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot (1{,}05 - E_0);$$
$$\underline{E}_2 = -\underline{E}'_2\left(1 + j \frac{X_3}{R_3}\right) - \left(1 + j \cdot 1{,}45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot k_2 \cdot (1{,}05 - E_0). \qquad (2.17)$$

Задавши значення k_1=–0,3; $E'_2 = 0{,}02$; k_2=0,9 дістанемо такі значення ЕРС і напруг:

$\underline{E}_1$=1,005–j0,063; $\underline{E}_2$=–0,02–j0,03;

$\underline{U}_1$=1,005–j0,063; $\underline{U}_3$=1,024–j0,034 при E_0=1,05

та $\underline{E}_1$=0,968–j0,063; $\underline{E}_2$=–0,065–j0,027;

$\underline{U}_1$=0,959–j0,063; $\underline{U}_3$=1,023–j0,037 при E_0=1,0.

Для E_0=1,05 значення потужностей:

$$\underline{S}_0=0{,}572+j0{,}410;\ \underline{S}_1=0{,}000+j0{,}000;$$

$$\underline{S}_2=-0{,}000+j0{,}024;\ \underline{S}_3=0{,}572+j0{,}381.$$

Для E_0=1,0 значення потужностей:

$$\underline{S}_0=0{,}545+j0{,}355;\ \underline{S}_1=0{,}001+j0{,}035;$$

$$\underline{S}_2=0{,}025+j0{,}04;\ \underline{S}_3=0{,}571+j0{,}381.$$

Реактивна потужність, яку повинен генерувати послідовний компенсатор для підвищення напруги становить: 0,040. Крім того, паралельний компенсатор для стабілізації напруги теж повинен генерувати реактивну потужність 0,035. Регулювання супроводжується генеруванням активної потужності 0,025 послідовним компенсатором.

Напруга на навантаженні практично не змінюється і складає 1,024 за зміни напруги джерела живлення 1,0 до 1,05 (рис. 2.8).

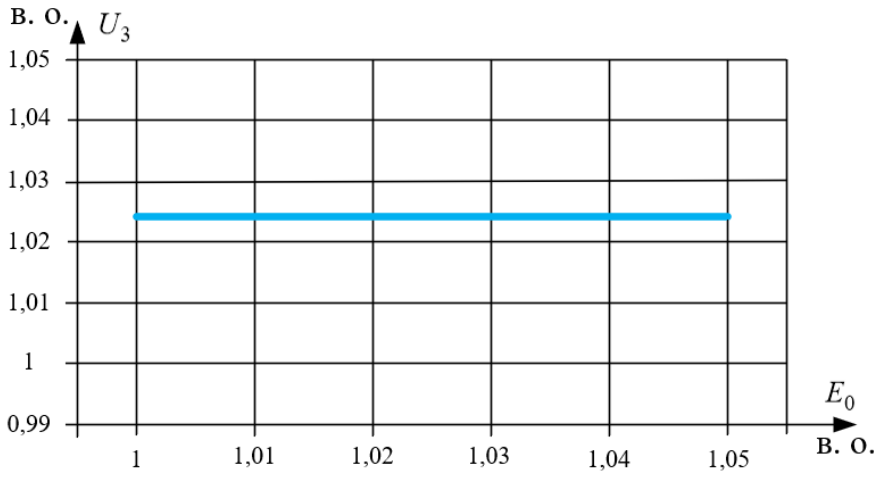


Рисунок 2.8 – Залежність напруги на навантаженні від напруги джерела живлення у вузлі навантаження з коефіцієнтами k_1=–0,3; k_2=0,9 УРЯЕ

Залежності напруг компенсаторів від напруги у вузлі навантаження (2.17) можна покласти в основу системи керування за збуренням УРЯЕ з паралельно-послідовною схемою для зменшення швидких змін напруги.

Якщо виключити перший доданок у другому виразі (2.17), то залежності ЕРС будуть такими:

$$\begin{aligned} \underline{E}_1 &= \underline{U}'_1 - 0,3 \cdot \frac{X_1}{X_0}\left(1 + j \cdot 1,45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot \left(1,05 - E_0\right); \\ \underline{E}_2 &= -0,9 \cdot \left(1 + j \cdot 1,45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot \left(1,05 - E_0\right). \end{aligned} \qquad (2.18)$$

Для E_0=1,05 значення потужностей:

$$\underline{S}_0 = 0,55 + j0,417;\ \underline{S}_1 = 0,000 + j0,000;$$

$$\underline{S}_2 = 0,000 + j0,000;\ \underline{S}_3 = 0,55 + j0,367.$$

Для E_0=1,0 значення потужностей:

$$\underline{S}_0 = 0,529 + j0,356;\ \underline{S}_1 = -0,002 + j0,041;$$

$$\underline{S}_2 = 0,024 + j0,018;\ \underline{S}_3 = 0,55 + j0,367.$$

Реактивна потужність, що генерується послідовним компенсаторами УРЯЕ, зменшилась більш ніж вдвічі. Однак при цьому рівень напруги знизився з 1,024 до 1,003. За реактивної потужності навантаження 0,482, реактивна потужність, яку повинен генерувати послідовний компенсатор, становить: 0,024, паралельний компенсатор теж повинен генерувати реактивну потужність 0,041. Крім того, регулювання супроводжується також генеруванням активної потужності 0,018 послідовним компенсатором. Для зменшення активної потужності потрібно виконувати регулювання за відхиленням.

На рис. 2.9 зображено схему заміщення вузла електричної мережі з послідовно-паралельним УРЯЕ.

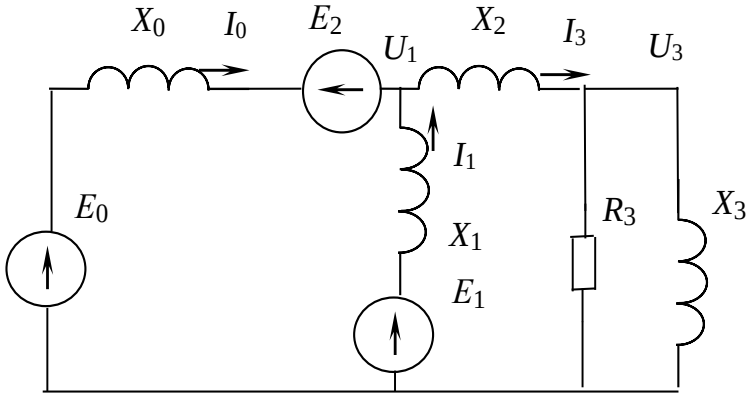


Рисунок 2.9 – Схема заміщення вузла мережі з послідовно-паралельним УРЯЕ

Прийнято ті ж самі значення параметрів вузла мережі зі послідовно-паралельним УРЯЕ: X_0=0,1158; X_1=0,2646; X_2=0,0015; R_3=1,8375; X_3=2,7563.

Напруги $\underline{U}_1$ та $\underline{U}_3$ розраховують за формулою:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_0 + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 & -\underline{Y}_2 \\ -\underline{Y}_2 & \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \underline{Y}_0 \left(\underline{E}_0 - \underline{E}_2 \right) + \underline{Y}_1 \underline{E}_1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Розглянемо режим активного регулювання обох компенсаторів УРЯЕ за такими залежностями:

$$\begin{aligned} \underline{E}_1 &= \underline{U}'_1 + k_1 \cdot \frac{X_1}{X_0} \left(1 + j \cdot 1,45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot \left(1,05 - E_0\right); \\ \underline{E}_2 &= -\left(1 + j \cdot 1,45 \cdot \mathrm{Im}(\underline{U}'_1)\right) \cdot k_2 \cdot \left(1,05 - E_0\right). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Задавши значення k_1=0,1; k_2=0,9 дістанемо такі значення ЕРС і напруг:

$\underline{E}_1$=1,003–j0,061; $\underline{E}_2$=0;

$\underline{U}_1$=1,003–j0,061; $\underline{U}_3$=1,003–j0,062 при E_0=1,05

та $\underline{E}_1$=1,013–j0,065; $\underline{E}_2$=–0,045–j0,002;

$\underline{U}_1$=1,003–j0,064; $\underline{U}_3$=1,002–j0,065 при E_0=1,0.

Для E_0=1,05 значення потужностей:

$\underline{S}_0$=0,549+j0,418; $\underline{S}_1$=0,000+j0,000;

$\underline{S}_2$=0,000+j0,000; $\underline{S}_3$=0,549+j0,366.

Для E_0=1,0 значення потужностей:

$$\underline{S}_0=0{,}523+j0{,}361;\ \underline{S}_1=0{,}001+j0{,}038;$$

$$\underline{S}_2=0{,}025+j0{,}015;\ \underline{S}_3=0{,}549+j0{,}366.$$

Реактивна потужність, яку повинен генерувати послідовний компенсатор, становить: 0,015. Крім того, паралельний компенсатор для стабілізації напруги теж повинен генерувати реактивну потужність 0,038. Регулювання супроводжується генеруванням активної потужності 0,025 послідовним компенсатором.

Залежності напруг компенсаторів від напруги у вузлі навантаження (2.20) можна покласти в основу системи керування за збуренням УРЯЕ з послідовною-паралельною схемою для зменшення швидких змін напруги.

Напруга на навантаженні складає 1,003 за зміни напруги джерела живлення 1,0 до 1,05 (рис. 2.10).

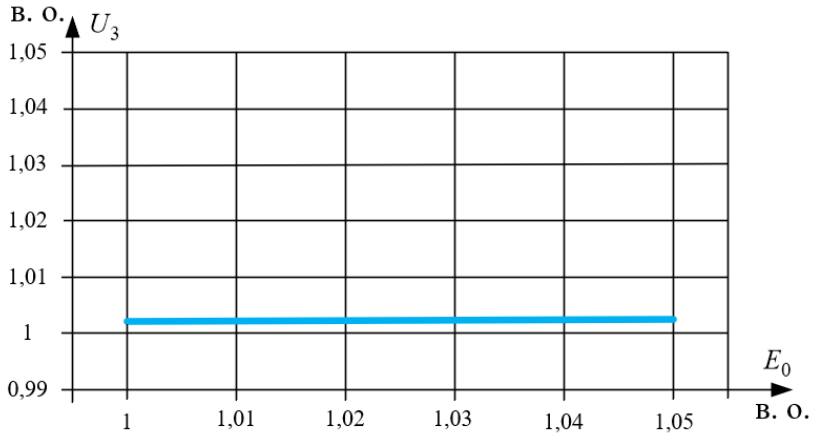


Рисунок 2.10 – Залежність напруги на навантаженні від напруги джерела живлення у вузлі навантаження з коефіцієнтами k_1=0,1; k_2=0,9 УРЯЕ

Особливістю послідовно-паралельного УРЯЕ є висока чутливість генерованої реактивної потужності від k_1. У разі збільшення k_1 до 0,2 реактивна потужність паралельного компенсатора збільшується вдвічі, а у разі збільшення до 0,3 – втричі. Зі збільшенням k_1 потрібно одночасно зменшувати k_2. За наведених значень k_1 значення k_2 повинні зменшуватися з 0,9 до, відповідно, 0,8 та 0,7. Для підтримання балансу потужності в послідовно-паралельному регуляторі необхідно, щоб сума коефіцієнтів k_1 та k_2 не перевищувала 1.

В результаті дослідження проаналізовано можливість компенсації коливань напруги за допомогою паралельного САФ за швидких змін напруги в електромережі. Показано, що у режимі пасивної компенсації реактивної потужності стабілізація напруги є обмеженою, що може не задовольняти вимоги споживачів. Режим активної компенсації з направленим регулюванням реактивної потужності значно підвищує якість електроенергії завдяки оптимізації роботи компенсатора. Напруга на навантаженні в даному режимі складає 1,003 в усьому діапазоні зміни напруги за зміни напруги джерела живлення від 1,05 в.о. до 1,00 в.о.

Запропоновані залежності регулювання напруги можуть бути покладені в основу побудови системи керування паралельним САФ за швидких змін вхідного параметру за достатньої та обмеженої потужності компенсатора.

Під час моделювання процесів стабілізації напруги паралельно-послідовним УРЯЕ проаналізовано режим компенсації реактивної потужності паралельним компенсатором, за якого послідовний компенсатор працює в режимі пасивного вольтододавання.

Розглянуто два режими регулювання одночасно обох компенсаторів паралельно-послідовного УРЯЕ. Напруга на навантаженні в обох режимах складає 1,024 за зміни напруги джерела живлення від 1,05 в.о. до 1,00 в.о.

У разі вимкнення режиму вольтододавання напруга на навантаженні складає 1,003 в.о. за зміни напруги джерела живлення 1,05 в.о. до 1,00 в.о. Параметри паралельно-послідовного УРЯЕ: активна і реактивна потужності, які повинен генерувати послідовний компенсатор, становлять, відповідно: 0,024 в.о. і 0,018 в.о., паралельний компенсатор повинен генерувати реактивну потужність 0,041 в.о. Параметри послідовно-паралельного УРЯЕ: активна і реактивна потужності, які повинен генерувати послідовний компенсатор, становлять, відповідно: 0,025 в.о. і 0,015 в.о., паралельний компенсатор повинен генерувати реактивну потужність 0,038 в.о.

Залежності напруг компенсаторів від напруги у вузлі навантаження (2.11), (2.17), (2.20) можна покласти в основу системи керування за збуренням САФ та УРЯЕ для зменшення швидких змін напруги.

РОЗДІЛ 3
РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ СИЛОВИМ АКТИВНИМ ФІЛЬТРОМ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ

3.1 Функціональна схема системи керування силовим активним фільтром за наявності коливань напруги

Функціональна схема системи керування САФ показана на рис. 3.1. Система керування складається з таких блоків: блоків прямого перетворення струмів та напруг прямої послідовності *abc*/*dq*, двох блоків ковзного інтегрування активної та реактивної складових струму прямої послідовності, блоку формування струму компенсації спотворень, блоку зворотного перетворення струмів прямої послідовності *dq*/*abc*, регулятора напруги на конденсаторі, блоку прямого перетворення струму зворотної послідовності *abc*/ *dq*, двох блоків ковзного інтегрування активної та реактивної складових струму зворотної послідовності, блока керування постійною часу блока ковзного інтегрування струму прямої послідовності.

Визначення пульсацій активної та реактивної складових струму здійснюється за допомогою виразів [101]:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_d(t) &= i_d(t) - I_d(t); \\ \tilde{i}_q(t) &= i_q(t) - I_q(t), \end{aligned} \tag{3.1}$$

де $I_d = \frac{2}{T} \cdot \int\limits_{t-T/2}^{t} i_d(t)dt$ – усереднене значення струму i_d;

$I_q = \frac{2}{T} \cdot \int\limits_{t-T/2}^{t} i_q(t)dt$ – усереднене значення струму i_q.

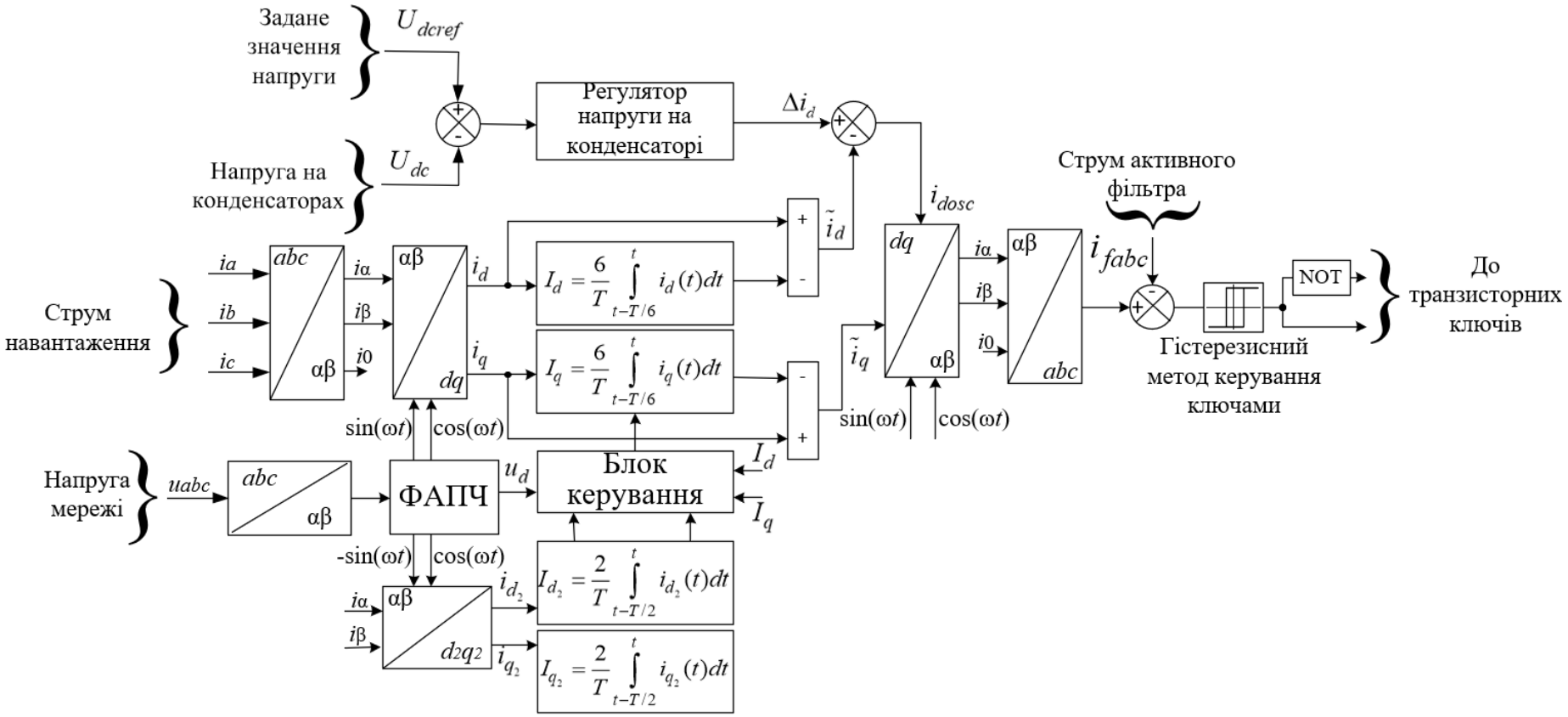


Рисунок 3.1 – Функціональна схема системи керування САФ

На вхід блоку зворотного перетворення струмів (рис. 3.1) поступають сигнали пульсацій реактивної складової струму та

$$i_{dosc}(t) = \Delta i_d(t) - \tilde{i}_d(t), \tag{3.2}$$

де Δi_d – значення приросту струму i_d, що зумовлений відхиленням напруги U_{dc} від заданого значення U_{dcref}.

Традиційно використовують системи керування з вибором інтервалу часу блоку ковзного усереднення струмів, який визначає швидкодію всієї системи, рівним періоду T або половині періоду $T/2$ напруги живлення. Систему керування з інтервалом часу усереднення, що дорівнює половині періоду $T/2$ напруги живлення, будемо вважати системою керування середньої швидкодії (СКСШ). Вибір інтервалу часу $T/2$ для усереднення струму в системі d-q-координат дозволяє симетрувати несиметричні навантаження, частота пульсацій яких дорівнює 100 Гц.

У випадку зменшення інтервалу часу до $T/6$, система починає працювати швидше з неможливістю симетрування навантаження і можливим погіршенням якості компенсації вищих гармонік несиметричних навантажень. Компенсації піддаються канонічні гармоніки 5, 7,…, які генеруються випрямлячами. Швидкодію такої системи будемо вважати високою, а систему керування з інтервалом часу ковзного усереднення рівним $T/6$ будемо вважати системою керування високої швидкодії (СКВШ).

Для визначення несиметрії в мережі необхідно виділити складові струму i_{d2}, i_{q2}:

$$\begin{aligned} i_{d2} &= i_\alpha \cos\left(\omega t - \pi/2\right) - i_\beta \sin\left(\omega t - \pi/2\right); \\ i_{q2} &= i_\alpha \sin\left(\omega t - \pi/2\right) + i_\beta \cos\left(\omega t - \pi/2\right). \end{aligned} \tag{3.3}$$

У разі виявлення струму зворотної послідовності, система керування автоматично вибирає інтервал усереднення $T/2$.

3.2 Розробка системи керування напругою конденсатора силового активного фільтра з елементом затримки в часі

Іншим елементом, який впливає на швидкодію системи керування, є блок автоматичної стабілізації напруги на конденсаторі (регулятор напруги). Функціональна схема блоку автоматичної стабілізації напруги

на конденсаторі з елементом затримки зображена на рис. 3.2. Він містить фільтр нижніх частот і блок адаптивної затримки в часі [100].

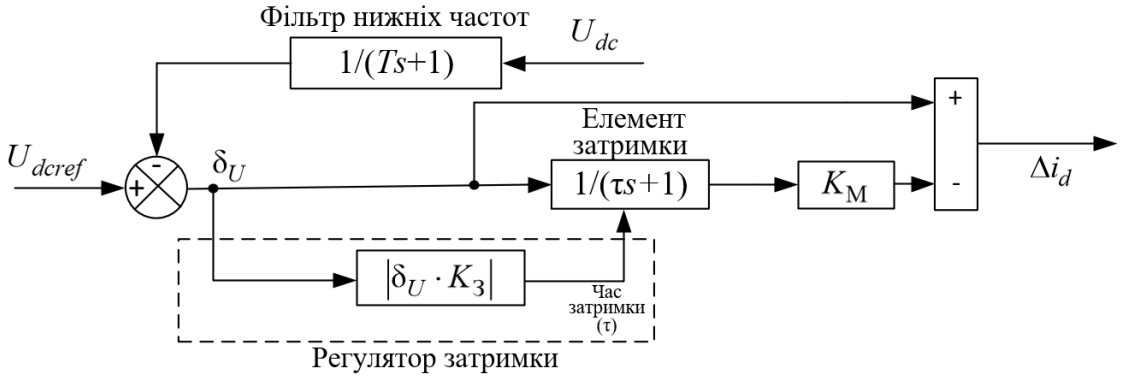


Рисунок 3.2 – Функціональна схема блоку автоматичної стабілізації напруги на конденсаторі з елементом затримки

Постійна часу ФНЧ для СКСШ вибрана рівною: $T = 1/300$ с, а для СКВШ рівною $T = 1/600$ с. Задані постійні часу відповідають типовим частотам дискретизації (300 Гц і 600 Гц), які забезпечують ефективне фільтрування 50-Гц коливань і швидкий перехідний відгук. Час затримки адаптивно змінюється в залежності від різниці між напругою конденсатора U_{dc} та заданим значенням $U_{dcref}(t)$ і визначається виразом $\tau = |\delta_U(t) \cdot K_З|$, де значення $K_З$=1/1000 с/В вибрано за нульових початкових умов, щоб забезпечити необхідну швидкодію регулятора та стійкість роботи системи. На виході елемента затримки встановлено масштабний перетворювач із коефіцієнтом передачі $K_М$=1/6, що масштабує вихід регулятора, задаючи бажаний рівень впливу сигналу δU на коригувальний струм Δi_d. Для заданої системи цей коефіцієнт визначає наскільки «повільно» або «швидко» похибка за напругою коригує струм в активному фільтрі.

Передатна функція розімкнутого контуру блоку автоматичної стабілізації напруги на конденсаторі

$$\frac{\Delta i_d(s)}{U_{dc}(s)} = \left(\frac{1}{Cs}\right) \cdot \left(\frac{1}{Ts+1}\right) \cdot \left(1 + \frac{K_M}{\tau s+1}\right). \qquad (3.4)$$

Передатна функція (3.5) відкритого контуру керування напругою конденсаторів СКСШ за T=1/300 с, τ=1/1000 с має такий вигляд:

$$\frac{\Delta i_d(s)}{U_{dc}(s)} = \frac{3\cdot 10^6 \cdot s + 2{,}5\cdot 10^9}{33\cdot s^3 + 33000\cdot s^2} = \frac{1\cdot 10^6 \cdot (3\cdot s + 2500)}{33\cdot s^2 \cdot (s + 1000)}. \quad (3.5)$$

Передатна функція (3.5) замкненого контуру керування напругою конденсаторів СКВШ за T=1/600 с, τ=1/1000 с має такий вигляд:

$$\frac{\Delta i_d(s)}{U_{dc}(s)} = \frac{6\cdot 10^6 \cdot s + 5\cdot 10^9}{33\cdot s^3 + 33000\cdot s^2} = \frac{2\cdot 10^6 \cdot (3\cdot s + 2500)}{33\cdot s^2 \cdot (s + 1000)}. \quad (3.6)$$

З порівняння виразів (3.5) та (3.6) можна зробити висновок, що в залежності від постійної часу ФНЧ змінюється розміщення домінантних коренів передаточної функції. Чим менше значення постійної часу ФНЧ, тим менша тривалість перехідного процесу. Це супроводжується наближенням домінантних коренів до початку координат.

Графік перехідної фукції напруги на конденсаторі за різних стратегій керування зображено на рис. 3.3.

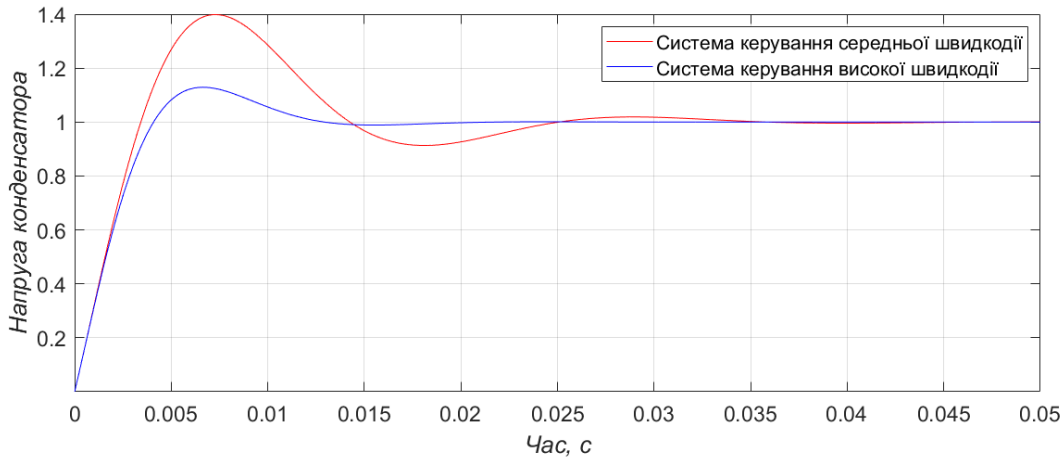


Рисунок 3.3 – Графік перехідної фукції кола керування напругою конденсатора з використанням систем керування середньої та високої швидкодії

СКВШ має менше перерегулювання та менший час перехідного процесу, а СКСШ характеризується більшим перерегулюванням і більшим часом встановлення. За СКВШ напруга досягає близького до усталеного рівня вже за 0,015 с. За СКСШ усталене значення досягається приблизно за 0,03 с. За СКСШ спостерігається більше перерегулювання напруги.

Поряд з цим, основу даної схеми складає коло керування струмом i_d, яке містить блок ковзного усереднення струму з постійною часу T/2 або 1/100 с. Передаточна функція кола керування струмом i_d буде мати такий вигляд:

$$\frac{\tilde{i}_d(s)}{i_d(s)} = \frac{(s+600)\cdot(s^2+4{,}405\cdot10^{-12})}{s\cdot(s^2+600\cdot s+1{,}2\cdot10^5)}. \tag{3.7}$$

Швидкодія контуру керування струмом i_d з виразу (3.7) залежить лише від часу ковзного усереднення струму.

Передаточна функція кола керування струмом i_d з постійною часу T/6 або 1/300 с:

$$\frac{\tilde{i}_d(s)}{i_d(s)} = \frac{(s+1800)\cdot(s^2+17{,}87\cdot10^{-12})}{s\cdot(s^2+1800\cdot s+1{,}08\cdot10^6)}. \tag{3.8}$$

У разі регулювання постійної часу елемента затримки розміщення коренів буде змінюватися і відповідно буде змінюватися динаміка сигналів струму $\tilde{i}_d$ приросту струму Δi_d та струму керування i_{dosc} (рис. 3.4).

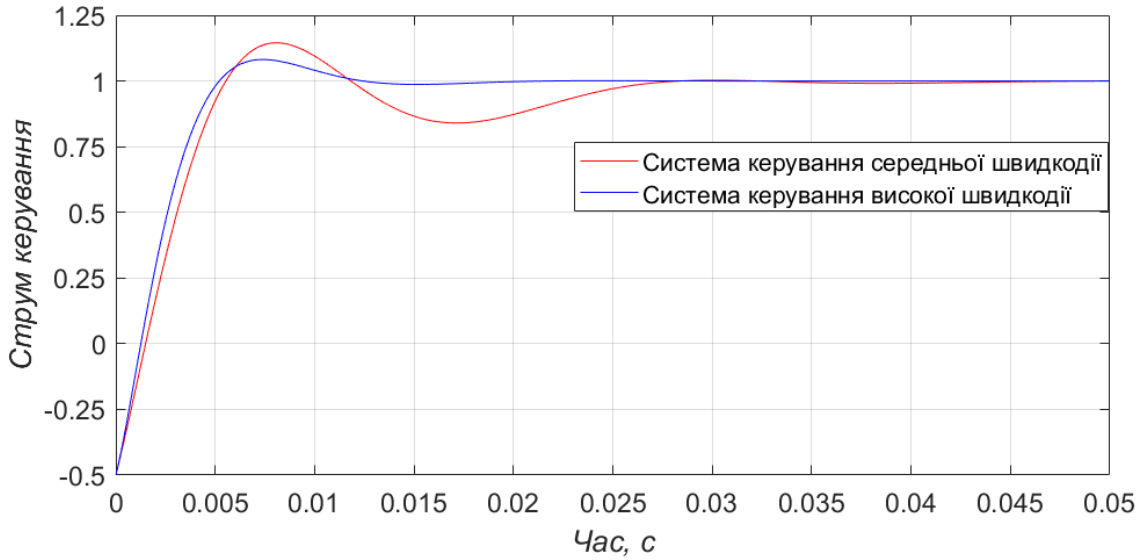


Рисунок 3.4 – Графік перехідної фукції струму керування i_{dosc} з використанням систем керування середньої та високої швидкодії

Карту розміщення полюсів та нулів струму керування з використанням системи керування (СКСШ) зображено відповідно на рис. 3.5.

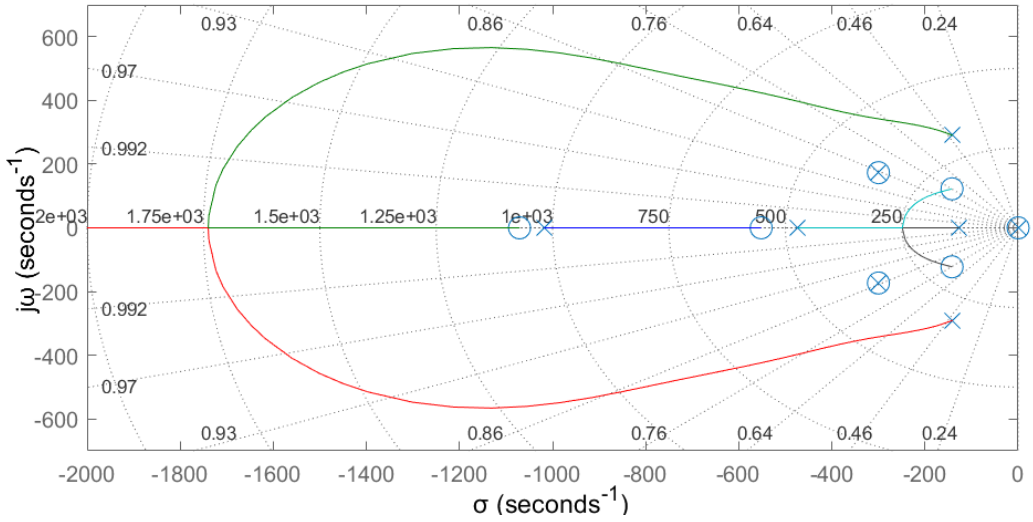


Рисунок 3.5 – Карта розміщення полюсів та нулів струму керування i_{dosc} з використанням СКСШ

На графіку можна виділити один дійсний полюс, що розташований на дійсній осі правіше інших полюсів, який характеризує відносно повільний рух системи, та одну пару комплексно-спряжених полюсів, що утворюють в поцесі регулювання верхню (зелена) й нижню (червона) траєкторії симетрично відносно дійсної осі, які характеризують коливний процес.

При зміні постійної часу ФНЧ комплексна пара віддаляється від правого краю і переміщується вліво вздовж дійсної осі: 250 → 1750 $с^{-1}$ по еліпсоїдальній траєкторії з одночасним збільшенням уявної частини до ≈500–600 $с^{-1}$, а потім – її зменшенням до нуля (зростає власна частота коливань).

Нулі системи (позначені кружками) розташовані помітно правіше відповідних полюсів і зміщуються незначно; їх близьке розташування до крайніх правих полюсів створює локальну взаємодію (часткове погашення впливу полюсу/нуля при малих значеннях параметра).

При збільшенні регулювального параметра система стає швидшою (полюси зміщуються вліво), комплексна пара набуває більшої власної частоти, а нулі залишаються відносно незмінними, що визначає домінантну динаміку середньої швидкодії.

На графіку СКВШ (рис. 3.6) виразно видно одну широкееліптичну траєкторію комплексної пари полюсів із максимумом уявної частини близько 1600–1800 $с^{-1}$ і великими від'ємними значеннями дійсної частини (до ≈−2000…−3000 $с^{-1}$), а також додаткові менш «глибокі» локальні пари полюсів поруч із правим краєм.

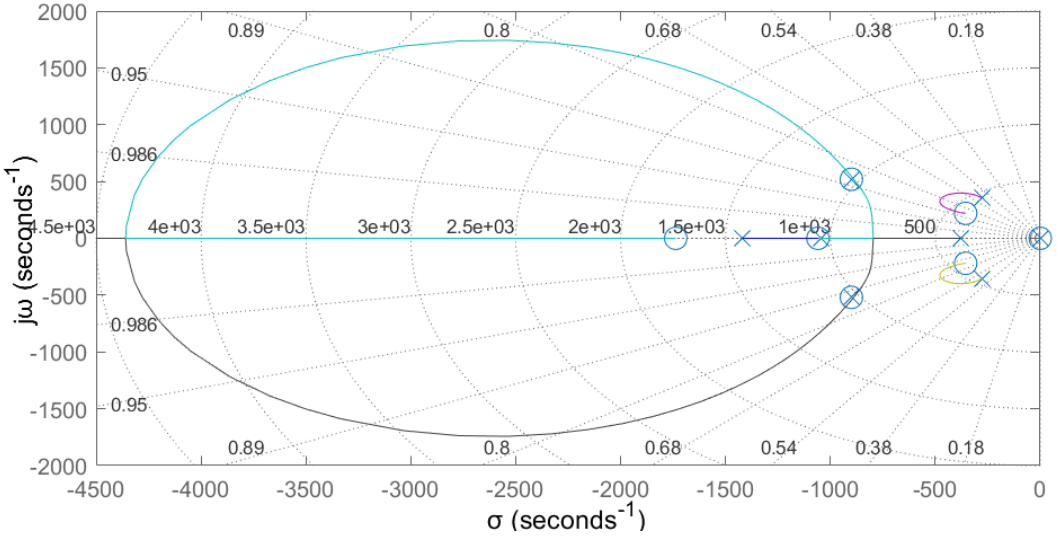


Рисунок 3.6 – Карта розміщення полюсів та нулів струму керування i_{dosc} з використанням СКВШ

Зі збільшенням регулювального параметра основна комплексна пара йде далеко вліво по великій еліпсоїдальній траєкторії і одночасно набуває значно більшої уявної складової (збільшується природна частота коливань), що відповідає помітному прискоренню власної динаміки системи.

Менші локальні полюси праворуч формують малі замкнені контури (маленькі петлі), що вказує на локальні резонансні взаємодії з нулями, які розташовані дуже близько до правого краю; ці нулі практично не пересуваються й визначають частотну структуру впливу на високочастотні моди.

Значення дійсної частини для основної пари істотно від'ємні, отже ці моди добре загасають, але їх висока уявна частина забезпечує швидкі коливальні відгуки; на практиці це означає високу швидкодію при збереженні допустимого загасання.

У системі високої швидкодії підвищення регулювального параметра переводить домінантні полюси в область великих від'ємних дійсних частин і високих уявних частот, що відповідає значно прискореній, але все ще загасаючій коливальній динаміці; нулі залишаються близько правого краю і створюють локальні впливи на короткочасні режими.

Коефіцієнт масштабного перетворювача покращує стійкість системи керування та зміщує нуль ближче до початку координат, що незначно впливає на стабільність підтримання напруги на конденсаторі.

Пропорційний коефіцієнт передачі, що дорівнює одиниці, (на схемі позначений як «пропорційний коефіцієнт = 1») дає можливість сигналу помилки δU безпосередньо впливати на вихід Δi_d без додаткових затримок. Це забезпечує швидку початкову реакцію на стрибки помлки δU. Напруга конденсатора в даному режимі показана на рис. 3.7.

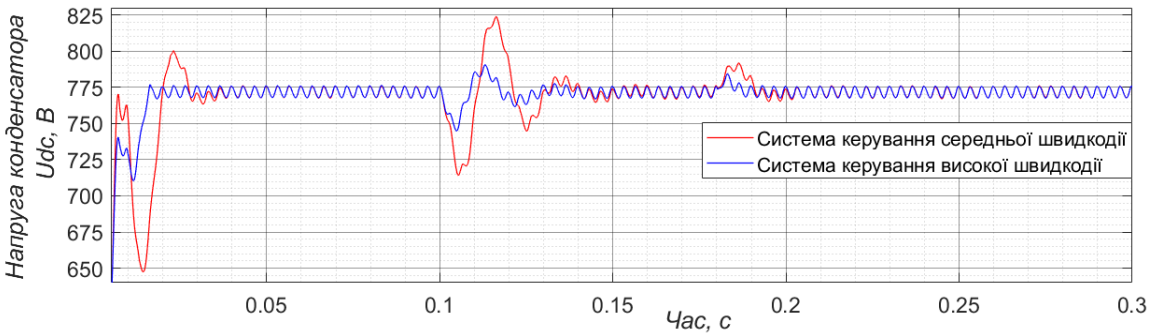


Рисунок 3.7 – Графік напруги конденсатора з використанням систем керування середньої та високої швидкодії

Прямий канал із пропорційним коефіцієнтом забезпечує швидку компенсацію відхилень напруги на конденсаторі. Якщо його вимкнути, система все одно зможе регулювати напругу, проте робитиме це повільніше і з потенційно більшими перехідними коливаннями або тривалішою адаптацією до змін. З практичної точки зору, оптимальна величина цього коефіцієнта підбирається експериментально чи розраховується для досягнення компромісу між швидкістю відгуку та стабільністю.

3.3 Розробка системи керування напругою конденсатора із застосуванням цифрових фільтрів

Для реалізації регулятора напруги, було розглянуто два варіанти схеми керування на базі *FIR* та *IIR* фільтрів [102, 103]. Розроблену функціональну схему першого варіанта регулятора напруги зображено на рис. 3.8. В першому варіанті використано елемент затримки, *FIR* фільтр нижніх частот та блок лінеаризації. Фільтр нижніх частот *FIR* (фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою) має транспоновану структуру та затримку, що регулюється дискретним інтегратором часу з активованим тригером, налаштованим на спадний фронт сигналу.

У першому варіанті роботи регулятора напруги на конденсаторах визначається контуром налаштуванням *FIR* фільтра [104]. Для розробки регулятора напруги використана математична модель, згідно з якою на вхід системи подається сигнал помилки δ[*n*]. Дискретний інтегратор обробляє сигнал помилки δ[*n*] за неявним методом Ейлера:

$$y_{\text{int}}[n] = y_{\text{int}}[n-1] + T_s \cdot \delta[n], \tag{3.9}$$

де T_s – період дискретизації.

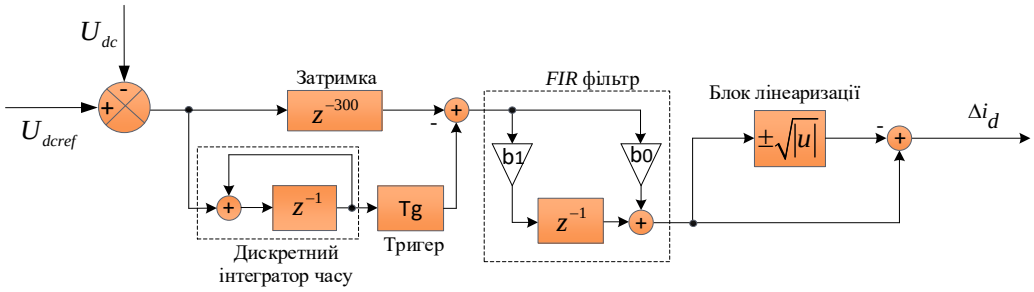


Рисунок 3.8 – Функціональна схема регулятора напруги з *FIR* фільтром

FIR фільтр скидається на спадному фронті сигналу $y_{int}[n]$ за допомогою тригера *Tg*. Якщо інтегральна сума сигналу $y_{int}[n]$ досягає певного порогу y_{thresh}: if $y_{int}[n] > y_{thresh}$, then $y_{FIR}[n] = 0$. Блок затримки має значення z^{-300}, значення 300 тактів відповідає часовій шкалі вибірки із заданою частотою дискретизації і критерієм усереднення за періодом основної гармоніки і дозволяє зменшити амплітуди 5-ї та 7-ї гармонік мережі. *FIR* фільтр обробляє затриманий сигнал $e_{delay}[n]$:

$$y_{FIR}[n] = b_0 \cdot e_{delay}[n-300] + b_1 \cdot e_{delay}[n-301]. \quad (3.10)$$

Блок лінеаризації виконує нелінійну обробку сигналу $y_{FIR}[n]$: $y_{sign}[n] = \pm\sqrt{|y_{FIR}[n]|}$. Ця функція містить нелінійний елемент що ускладнює аналіз у частотній області. Для побудови передатної функції потрібно апроксимувати цей елемент.

Задамо функцію $y_{FIR}[n] = x$. Тоді, щоб лінеаризувати її навколо робочої точки x_0, використаємо розклад у ряд Тейлора:

$$f(x) \approx f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0). \quad (3.11)$$

Обчислюємо похідну [105]:

$$f'(x) = \pm\frac{1}{2\sqrt{|x|}}. \quad (3.12)$$

Підставимо x_0:

$$f(x) \approx \pm\text{sign}\sqrt{|x_0|} + \frac{1}{2\sqrt{|x_0|}}(x - x_0). \quad (3.13)$$

Тобто, в околі x_0 блок $\pm\sqrt{|y_{FIR}[n]|}$ апроксимується афінною функцією:

$$f(x) \approx a \cdot x + b, \text{ де } a = \frac{1}{2\sqrt{|x_0|}},\ b = \pm\sqrt{|x_0|} - \frac{x_0}{2\sqrt{|x_0|}}. \quad (3.14)$$

Регулятор напруги $H_{reg}(s)$ буде мати передатну функцію: $H_{reg}(s) = H_{delay}(s) \cdot H_{FIR}(s)$.

Враховуючи попередню апроксимацію блоку лінеаризації, отримаємо передатну функцію відкритого контуру:

$$H_{reg}(s) = \frac{1}{C \cdot s} \cdot \left(b_0 + b_1 \cdot z^{-1}\right) \cdot z^{-300} \cdot \left(1 - \left(a + b \cdot z^{-1}\right)\right). \quad (3.15)$$

де $z^{-1} \approx e^{-sT_S/2} \approx \dfrac{1-\dfrac{s \cdot T_S}{2}}{1+\dfrac{s \cdot T_S}{2}}$ – за методом раціональної апроксимації Паде першого порядку; T_S – час дискретизації.

Передатна функція замкнутого контуру визначається за виразом [106]:

$$H_1(s) = \frac{\Delta i_d(s)}{U_{dc}(s)} = \frac{H_{reg}(s)}{1 + H_{reg}(s) \cdot H_{fb}(s)}. \quad (3.16)$$

Швидкодія *FIR* фільтра є вищою, ніж *IIR* фільтра [107], тому він може краще розділяти частоти. Однією з найважливіших особливостей *FIR* фільтра є його автономна робота [108, 109].

На рис. 3.9 показано перехідні процеси двох варіантів системи керування напругою конденсаторів САФ.

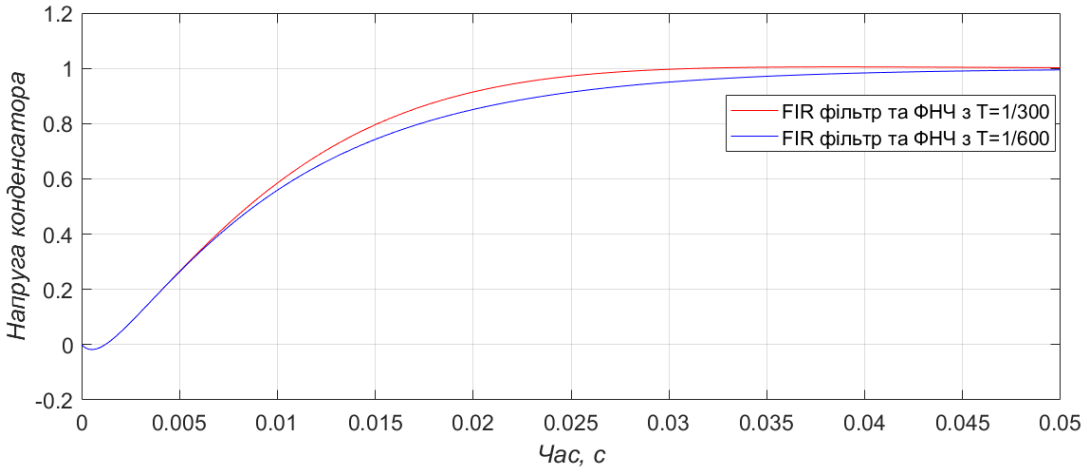


Рисунок 3.9 – Графік перехідної функції кола керування напругою конденсатора з використанням *FIR* фільтра та ФНЧ з T=1/300 та T=1/600

У другому варіанті використано фільтр нижніх частот *IIR* (фільтр із нескінченною імпульсною характеристикою), який скидається по рівню затримки через блок дискретного інтегратора часу. В другому варіанті відмінність регулятора напруги від першого варіанта полягає в *IIR* фільтрі, який швидше реалізується і запускається, наприклад, у вбудованій системі реального часу [110].

Для цього *IIR* фільтра першого порядку була розроблена структура, яка забезпечує одиничну амплітудну характеристику, але не дозволяє підтримувати постійний коефіцієнт підсилення. Тому, для вирішення цієї проблеми було вирішено скидати фільтр по рівню затримки через дискретний часовий інтегратор, який підтримує коефіцієнт підсилення. В результаті підбору коефіцієнтів b_1=0,75, a_0=0,75 та a_1=1 для z – перетворення, *IIR* фільтр буде забезпечувати одиничну амплітудну характеристику:

$$\frac{Y_{IIR}(z)}{X_{IIR}(z)} = \frac{0,75 + z^{-1}}{1 + 0,75 \cdot z^{-1}} = \frac{(z + 1,333)0,75}{z + 0,75}. \qquad (3.17)$$

Ще один момент, на який слід звернути увагу, що для *IIR* фільтрів вищого порядку характерна нестійка робота системи, тоді як *FIR* фільтри завжди стабільні [111]. *IIR* фільтри мультифункціональні та мають параметри, які можна змінювати, щоб швидко змінити характеристики фільтра [112].

Функціональна схема другого варіанта регулятора напруги показано на рис. 3.10.

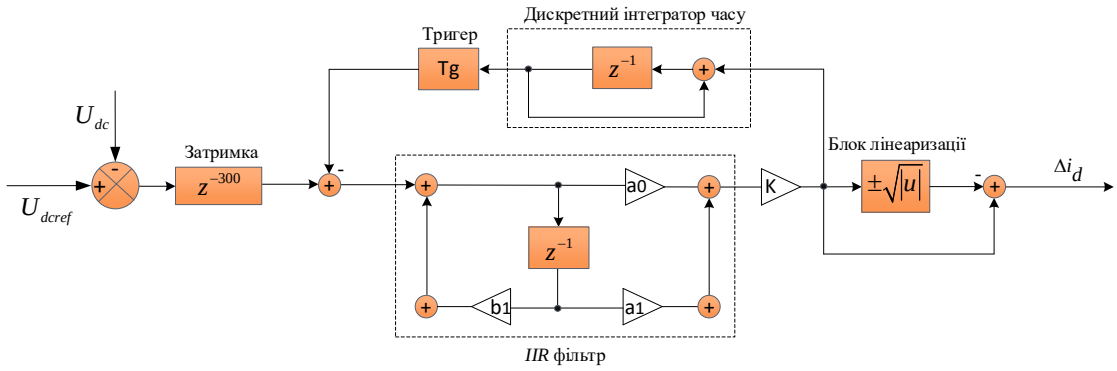


Рисунок 3.10 – Функціональна схема регулятора напруги з *IIR* фільтром

Враховуючи попередню апроксимацію блоку лінеаризації, отримаємо передатну функцію відкритого контуру:

$$H_2(s) = \frac{\Delta i_d(s)}{U_{dc}(s)} = \frac{1}{C \cdot s} \cdot \left(\frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1}}{b_0 + b_1 \cdot z^{-1}} \right) \cdot z^{-300} \cdot \left(1 - \left(a + b \cdot z^{-1}\right)\right). \qquad (3.18)$$

Передатну функцію замкненого контуру можна знайти за формулою для замкненого контуру з негативним зворотним зв'язком:

$$H_{2closed}(s) = \frac{\Delta i_d(s)}{U_{dc}(s)} = \frac{H_2(s)}{1 + H_2(s) \cdot H_{fb}(s)} \tag{3.19}$$

На рис. 3.11 показано перехідні функції системи керування напругою конденсаторів САФ з використанням *IIR* фільтра та ФНЧ з T=1/300 та T=1/600.

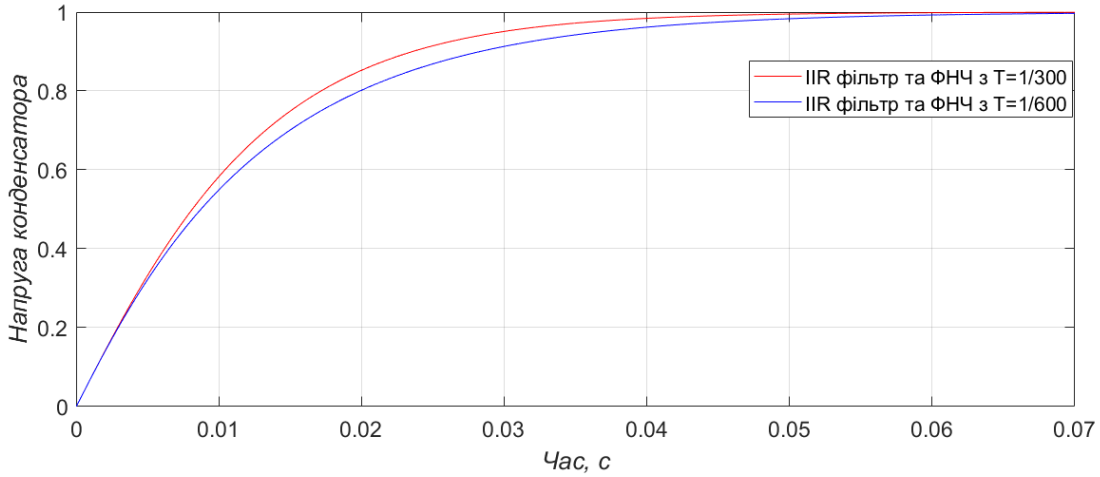


Рисунок 3.11 – Графік перехідної функції кола керування напругою конденсатора з використанням *IIR* фільтра та ФНЧ з T=1/300 та T=1/600

Оскільки регулятор напруги на основі *IIR*-фільтра вимагає додаткового зворотного зв’язку для стабілізації своєї роботи та введення коефіцієнта масштабування, що викликає складнощі в його реалізації, то цей регулятор не знайшов подальшого застосування в роботі.

В результаті дослідження розроблено три системи керування паралельним САФ: 1) система керування середньої швидкодії (СКСШ), яка включає блок ковзного усереднення струмів з інтервалом усереднення T=1/100 с та блок адаптивного регулювання часової затримки та ФНЧ з постійною часу T=1/300 с; 2) система керування високої швидкодії (СКВШ) з блоком ковзного усереднення струмів з інтервалом усереднення T=1/300 с та ФНЧ з постійною часу T=1/600 с. При аналізі перехідної характеристики, за СКСШ усталене значення

досягається приблизно за 0,03−0,04 с. За СКВШ струм досягає близького до усталеного рівня вже на інтервалі 0,015−0,02 с, при ємності конденсатора 3300 мкФ; 3) регулятор напруги в цифровому вигляді, що оснований на *FIR* та *IIR* фільтрах. Може бути використаний для зниження часу заряду та розряду конденсаторів за допомогою блоку лінеаризації, який виконує нелінійну обробку сигналу, та затримки в 300 тактів цифрового сигналу, що дозволяє зменшити амплітуди 5, 7 гармоніки та забезпечує вихід на усталене значення перехідної характеристики напруги конденсатора за 0,03−0,04 с, без додаткових перерегулювань.

РОЗДІЛ 4
МОДЕЛЮВАННЯ СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА ТА УНІФІКОВАНОГО РЕГУЛЯТОРА ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ

Основними критеріями оцінки роботи САФ є: 1) рівень згладжування вищих гармонік; 2) стабільність напруги.

Коливання активної (P_L) та реактивної (Q_L) потужностей нелінійного навантаження (рис. 4.1) моделюється їх накидом в момент часу 0,1 с тривалістю 4 періоди з несиметрією струмів 3%. На інтервалі 0,2 с до 0,3 с відбувається збільшення напруги мережі на 10 %.

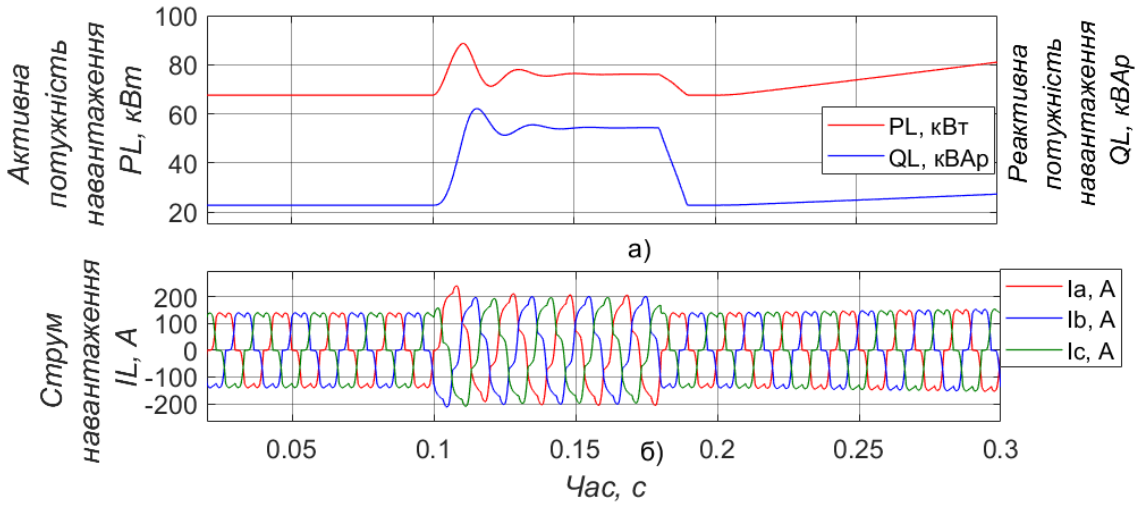


Рисунок 4.1 – Графіки зміни активної та реактивної потужностей (а), струму (б) навантаження

Застосування *PI* регулятора у складі САФ дозволяє покращити форму струмів в усіх режимах (рис. 4.2). Сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень струмів з THD_I=14,96% покращується до THD_I=1,05%.

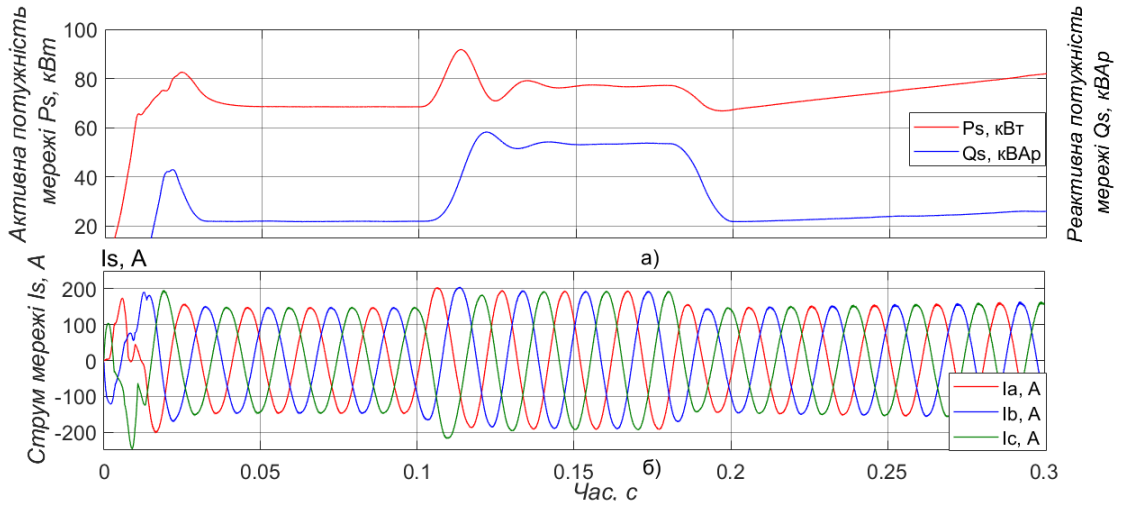


Рисунок 4.2 – Графіки зміни: активної та реактивної потужності (а) струму (б) мережі для САФ з *PI* регулятором

При використанні регулятора затримки та *FIR* фільтра з ФНЧ, за наявності несиметрії 3% відбувається перемикання з T/6 на час ковзного усереднення T/2 (рис. 4.3).

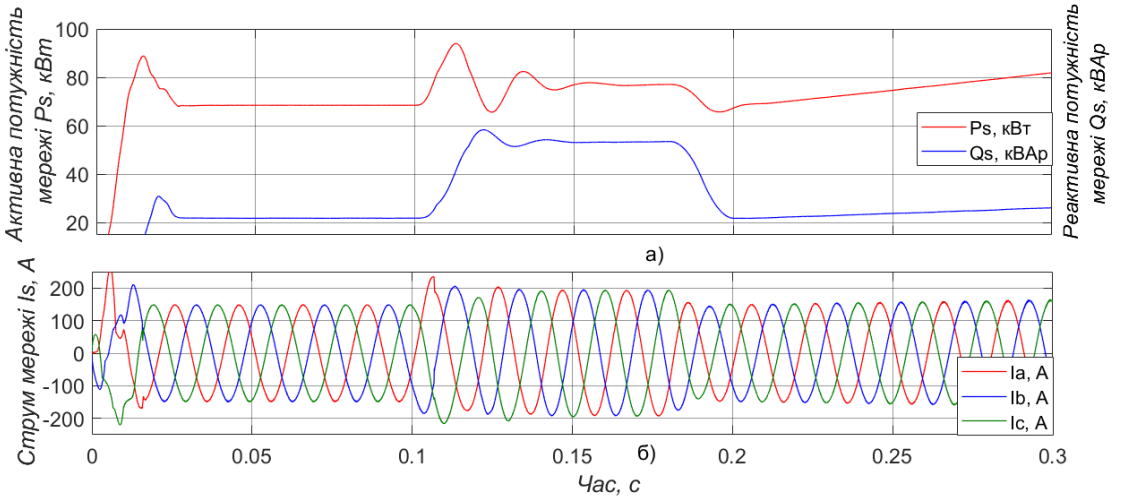


Рисунок 4.3 – Графіки зміни: активної та реактивної потужності (а) струму (б) мережі для САФ з регулятором затримки та *FIR* фільтром з ФНЧ

У порівнянні з *PI* регулятором, регулятор затримки та *FIR* фільтр з ФНЧ демонструють кращі показники компенсації вищих гармонік. Форма струму за THD_I = 14,96% наближається до синусоїдної, відповідно: THD_I = 0,81% та THD_I = 0,71%.

При дослідженні перемикання часу ковзного усереднення з T/6 на T/2 додано затримку в $T = 0{,}02$ с, для виявлення несиметрії перед перемиканням на T/2 (рис. 4.4).

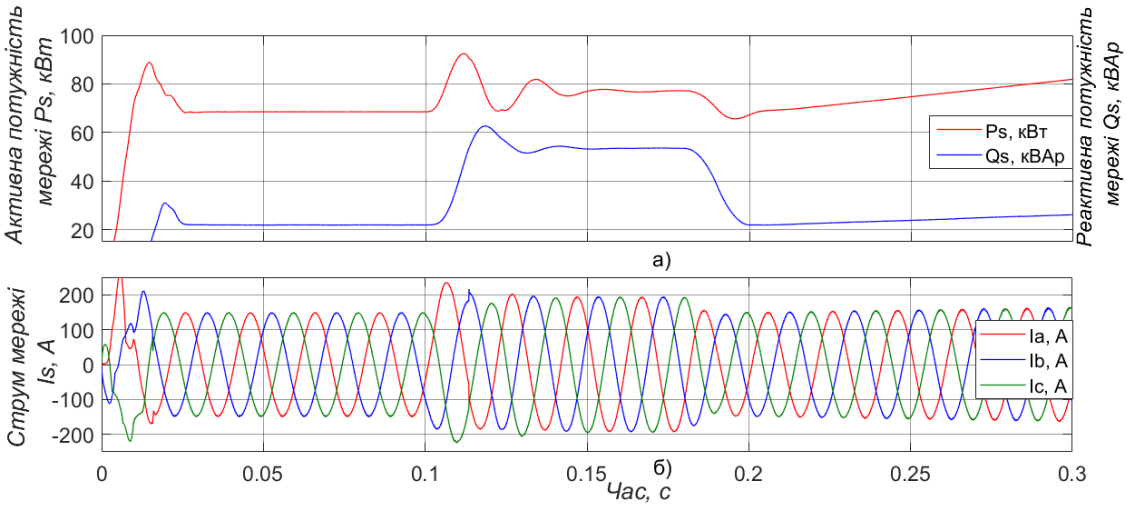


Рисунок 4.4 – Графіки зміни: активної та реактивної потужності (а) струму (б) мережі для САФ з регулятором затримки та *FIR* фільтром з ФНЧ

При досліді за постійного часу ковзного усереднення T/6, САФ втрачає можливість повноцінно симетрувати струми мережі, про що свідчать пульсації амплітуд струмів окремих фаз (рис. 4.5).

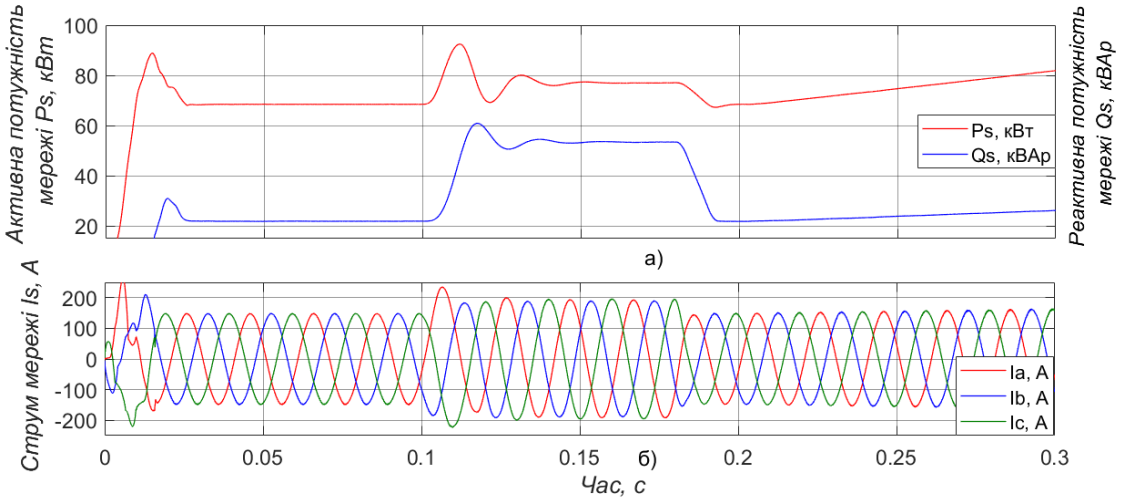


Рисунок 4.5 – Графіки зміни: активної та реактивної потужності (а) струму (б) мережі для САФ з регулятором затримки та *FIR* фільтром з ФНЧ

Сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень струмів за постійного часу ковзного усереднення T/6 з THD_I=14,96% покращується до THD_I=0,86% для регулятора затримки та THD_I=0,73% для *FIR* фільтр з ФНЧ.

Графік зміни напруги на накопичувальних конденсаторах зображені на рис. 4.6.

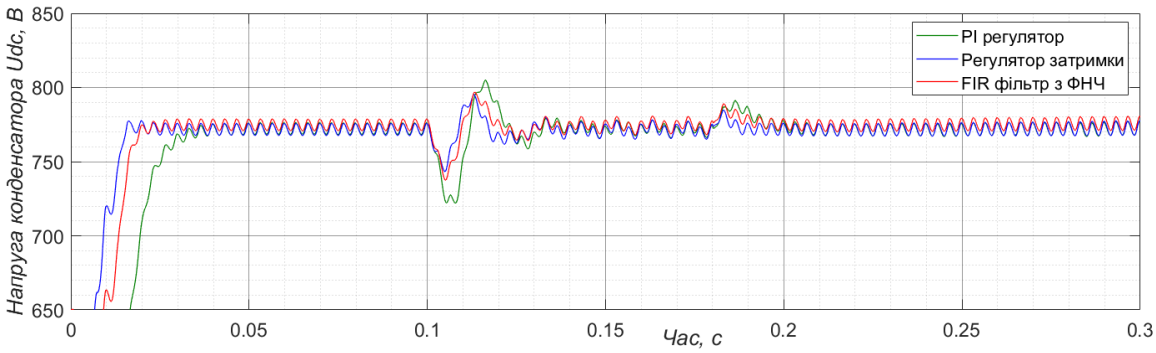


Рисунок 4.6 – Графіки зміни напруги на конденсаторі

У всіх представлених режимах, відхилення напруги на конденсаторі не перевищують 3%.

4.1 Моделювання паралельного САФ за наявності коливань напруги та гармонічних спотворень

Для моделювання роботи паралельного САФ в режимі зменшення коливань напруги шляхом компенсації реактивної потужності в середовищі *Simulink* пакету прикладних програм *Matlab* використана модель з трифазним нелінійним навантаженням (рис. 4.7).

Характеристика елементів дослідної моделі: опір системи живлення 3,4+*j*13,5мОм, амплітудне значення нелінійного струму навантаження – 200 А, опір лінії – 1,867+*j*32,62 мОм.

Параметри вихідного *LC* фільтра: індуктивність, яка ввімкнена послідовно з фільтром L_{Sh} = 0,5 мГн, ємність, яка ввімкнена паралельно C_{Sh} = 27 мкФ, резистор R_{Sh} = 1 Ом. Параметри обох конденсаторів: ємність C_{dc} = 3300 мкФ, напруга u_{dcref} = 770 В. *PI* регулятор виконано з параметрами K_P = 0,65, K_I = 0,03. Час ковзного усереднення T = 0,02 с.

Для аналізу компенсації несинусоїдності струму використано нелінійне навантаження, яке створюється випрямлячем до та після використання САФ (рис. 4.8).

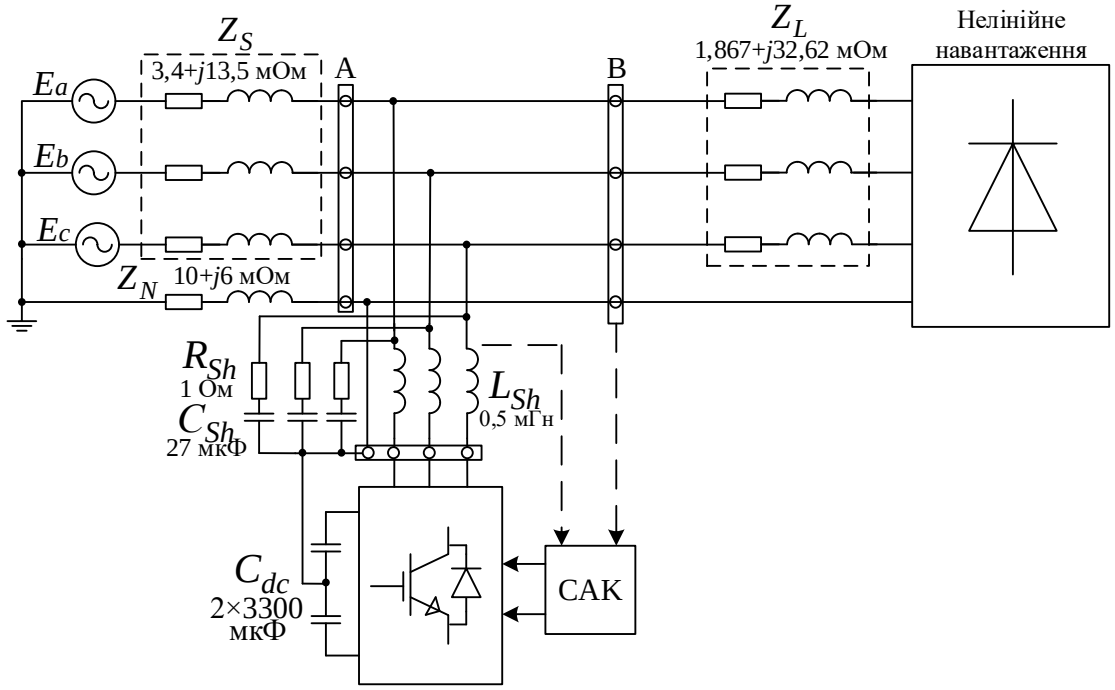


Рисунок 4.7 – Схема моделі вузла мережі з нелінійним навантаженням за наявності паралельного САФ

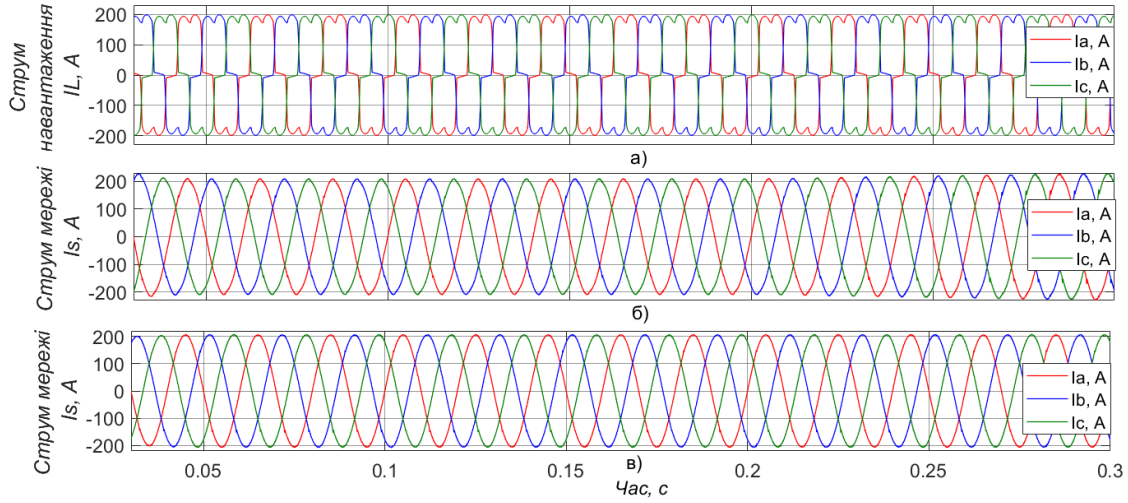


Рисунок 4.8 – Графіки струмів навантаження (а), та мережі після компенсації САФ з *PI* регулятором (б), регулятором затримки та *FIR* фільтра з ФНЧ (в)

Для аналізу ефективності зменшення гармонічних спотворень за допомогою САФ вибрано режим з використанням некерованого випрямляча в якості навантаження. До компенсації рівень гармонічних спотворень є значним (THD_I = 24,69 %). Обрано гармоніки 5, 7, 11, 13, оскільки вони є домінуючими для трифазних випрямлячів та становлять >90% загальних гармонічних спотворень з відповідним відсотковим вмістом: $I_{(5)}$ = 21,37 %, $I_{(7)}$ = 9,79 %, $I_{(11)}$ = 7,66 % та $I_{(13)}$ = 4,86 %,…. Особливо критичною є 5-та гармоніка, що має зворотну послідовність (обертається у протилежному напрямку відносно основної гармоніки) та може спричиняти додаткові втрати в асинхронних двигунах.

Застосування *PI* регулятора дозволяє зменшити рівень гармонічних складових до THD_I = 1,18 % (табл. 4.1). Використання регулятора затримки забезпечує зменшення гармонічних спотворень до THD_I = 0,47 %. Найкращий результат компенсації вищих гармонік струму показала схема *FIR* фільтра з ФНЧ, за якої рівень гармонічних спотворень зменшується до THD_I = 0,35 %. Використання *PI* регулятора забезпечує зменшення амплітуди 5-ї гармоніки з $U_{(5)}$ = 21,37 % до $U_{(5)}$ = 0,44 %, регулятора затримки – до $U_{(5)}$ = 0,31 %, *FIR* фільтра з ФНЧ – до $U_{(5)}$ = 0,27 %.

Таблиця 4.1 – Результати дослідження гармонічних спотворень струму мережі для навантаження 205,5 А

Гармоніка	Наванта-ження	*PI* регулятор	Регулятор затримки	*FIR* фільтр з ФНЧ
THD_I, %	25,87	1,18	0,47	0,35
$I_{(5)}$, %	21,37	0,44	0,31	0,27
$I_{(7)}$, %	9,79	0,72	0,29	0,1
$I_{(11)}$, %	7,66	0,08	0,15	0,15
$I_{(13)}$, %	4,86	0,12	0,16	0,13

До компенсації рівень гармонічних спотворень напруги мережі становить THD_U = 1,35 % (табл. 4.2). В результаті увімкнення САФ з *PI* регулятором забезпечується зниження спотворень до рівня THD_U = 0,064 %. Використання регулятора затримки забезпечує зменшення THD_U до 0,028 %, а *FIR* фільтра з ФНЧ – до 0,022 %. Використання *PI* регулятора забезпечує зменшення амплітуди 5-ї

гармоніки з $U_{(5)}$ = 0,91 % до $U_{(5)}$ = 0,032 %, регулятора затримки – до $U_{(5)}$ = 0,011 %. Застосування *FIR* фільтра з ФНЧ дозволяє майже повністю компенсувати 5-ту гармоніку, знижуючи її амплітуду до $U_{(5)}$ = 0,006 %.

Таблиця 4.2 – Результати дослідження гармонічних спотворень напруги для мережі з напругою 325,5 В

Гармоніка	Навантаження	*PI* регулятор	Регулятор затримки	*FIR* фільтр з ФНЧ
THD_U, %	1,35	0,064	0,028	0,022
$U_{(5)}$, %	0,91	0,032	0,011	0,006
$U_{(7)}$, %	0,56	0,05	0,013	0,004
$U_{(11)}$, %	0,68	0,009	0,018	0,018
$U_{(13)}$, %	0,49	0,023	0,015	0,012

На рис. 4.9 показано графік швидких змін напруги δU_t навантаження за період часу 10 хв. Коливання напруги відбуваються з частотою 5-8 коливань за хвилину з амплітудою до 2 %. Розрахунок швидких змін напруги виконано за формулою:

$$\delta_{U_t} = \frac{|U_i - U_{i+1}|}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\%, \qquad (4.1)$$

де U_i, U_{i+1} – значення сусідніх екстремумів або екстремуму і горизонтальної ділянки обвідної середньоквадратичних значень напруги основної частоти, що визначені на кожному півперіоді основної частоти.

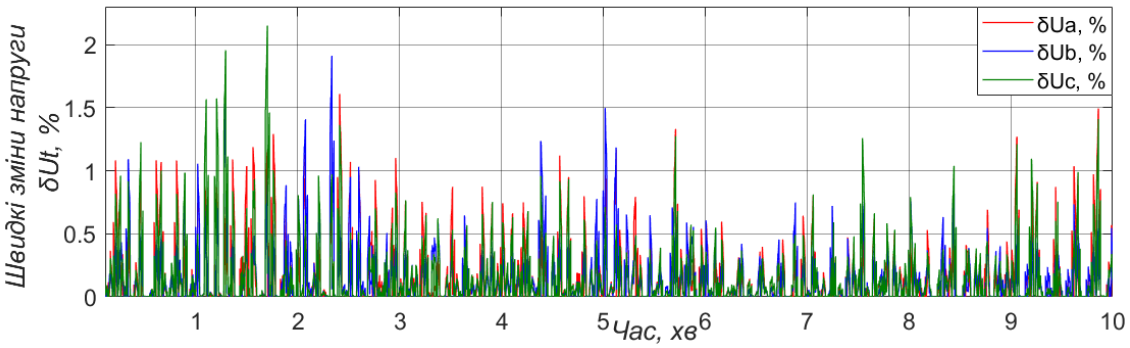


Рисунок 4.9 – Графік швидких змін напруги на навантаженні

Після повної компенсації реактивної потужності за допомогою паралельного САФ з *PI* регулятором (рис. 4.10) рівень швидких змін напруги δU_t знижується до 0,135%. При використанні регулятора затримки, амплітуди коливань δU_t можна знизити до 0,13% (рис. 4.11). Найкращий результат демонструє *FIR* фільтр з ФНЧ, який знижує амплітуди коливань δU_t до 0,13% (рис. 4.12).

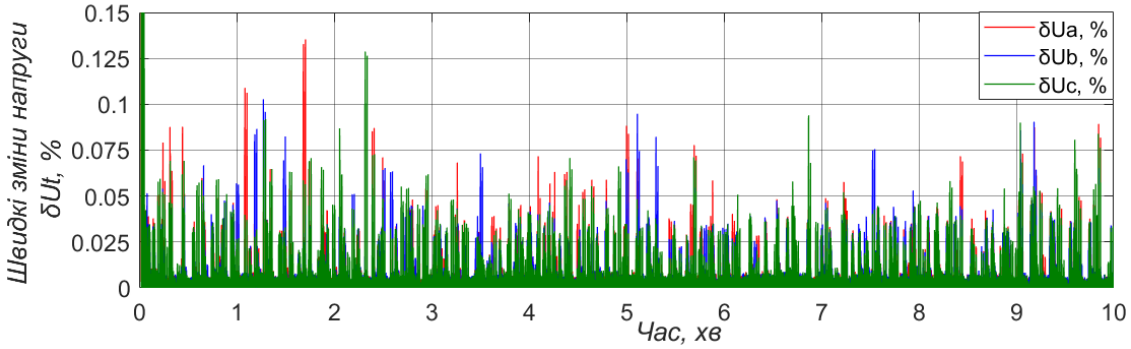


Рисунок 4.10 – Графік швидких змін напруги навантаження після ввімкнення САФ з *PI* регулятором

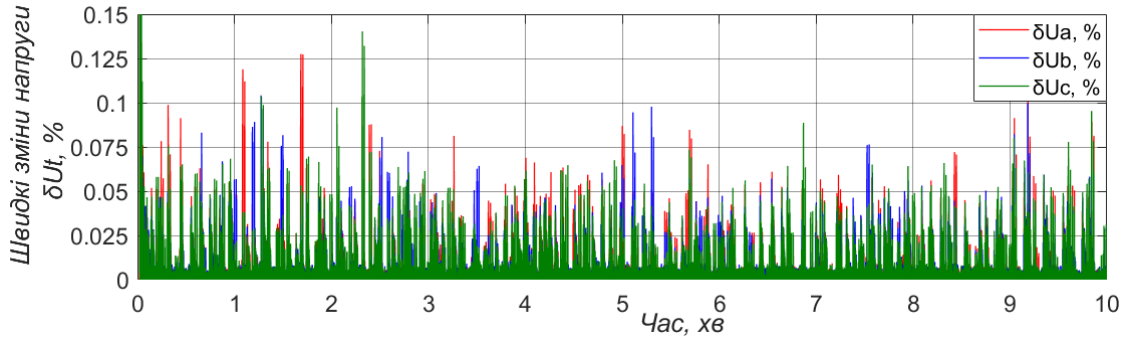


Рисунок 4.11 – Графік швидких змін напруги навантаження після ввімкнення САФ з регулятором затримки

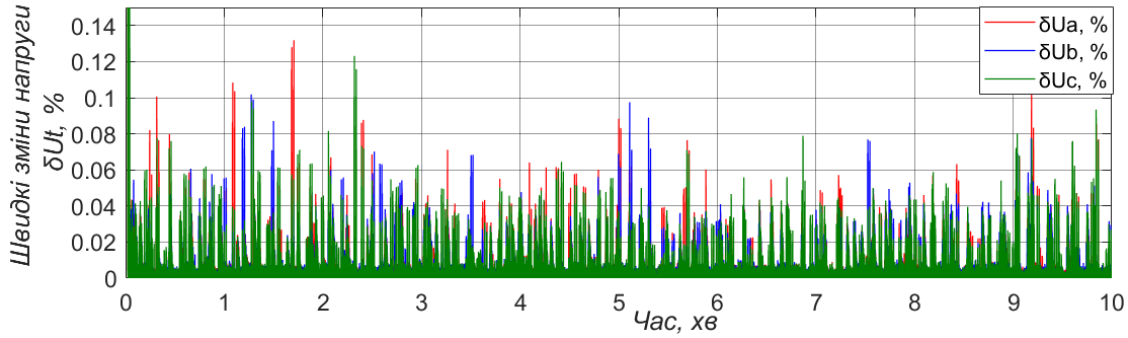


Рисунок 4.12 – Графік швидких змін напруги навантаження після ввімкнення САФ з *FIR* фільтра з ФНЧ

Для аналізу впливу коливань напруги на людське око, використано блок цифровий флікерметр, який описано в стандарті IEC 61000-4-15. Обробка інформації проводилась за методикою [113]. Для кожної швидкої зміни напруги δU_{ti} обчислювалась інтенсивність флікера P_t, а потім – результуюча короткострокова інтенсивність флікера P_{St} на інтервалі 10 хв.

Результати вимірювання короткострокової інтенсивності флікера наведені в табл. 4.3. Застосування *PI* регулятора в системі САФ дозволяє знизити короткострокову інтенсивність флікера до P_{St}=0,051. Аналогічний результат показує регулятор затримки в комплексі з САФ. Використання *FIR* фільтра з ФНЧ забезпечує зниження короткострокової інтенсивності флікера до P_{St}=0,047, що знаходиться на рівні похибки в порівнянні з *PI* регулятором та регулятором затримки.

Таблиця 4.3 – Значення короткострокової інтенсивності флікера

Інтенсивність флікера	Навантаження	*PI* регулятор	Регулятор затримки	*FIR* фільтр з ФНЧ
P_{St}, мережі	0,726	0,051	0,051	0,047

Отже, *PI* регулятор, регулятор затримки та *FIR* фільтр з ФНЧ є ефективними засобами зменшення короткострокової інтенсивності флікера.

4.2 Аналіз роботи УРЯЕ за швидкозмінних навантажень

Для аналізу роботи УРЯЕ за наявності коливань напруги використана модель в середовищі *Simulink* пакету прикладних програм *Matlab* електричної мережі з нелінійним швидкозмінним навантаженням.

Якість роботи УРЯЕ будемо оцінювати споживанням та генеруванням активної, реактивної потужності та стабільністю рівня напруги. Для оцінки активної, реактивної потужності, які споживаються або генеруються в процесі регулювання, використані формули для небалансу потужностей:

$$\begin{aligned} E_P(t) &= P_S(t) - P_L(t) = P_{Se}(t) + P_{Sh}(t); \\ E_Q(t) &= Q_S(t) - Q_L(t) = Q_{Se}(t) + Q_{Sh}(t). \end{aligned} \tag{4.2}$$

Для оцінки нестабільності напруги на навантаженні використана формула

$$E_U(t) = U_{L,ref} - U_L(t). \tag{4.3}$$

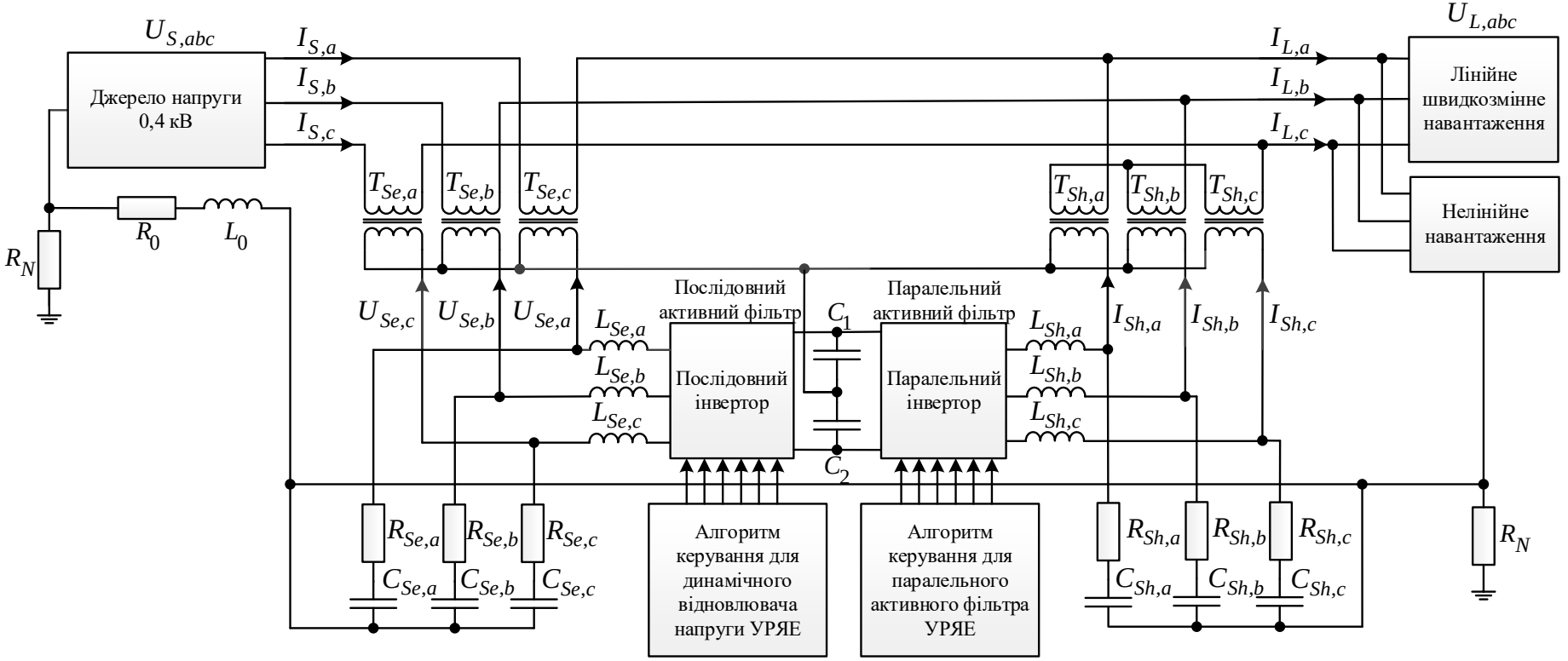


Рисунок 4.13 – Структурна схема послідовно-паралельного УРЯЕ

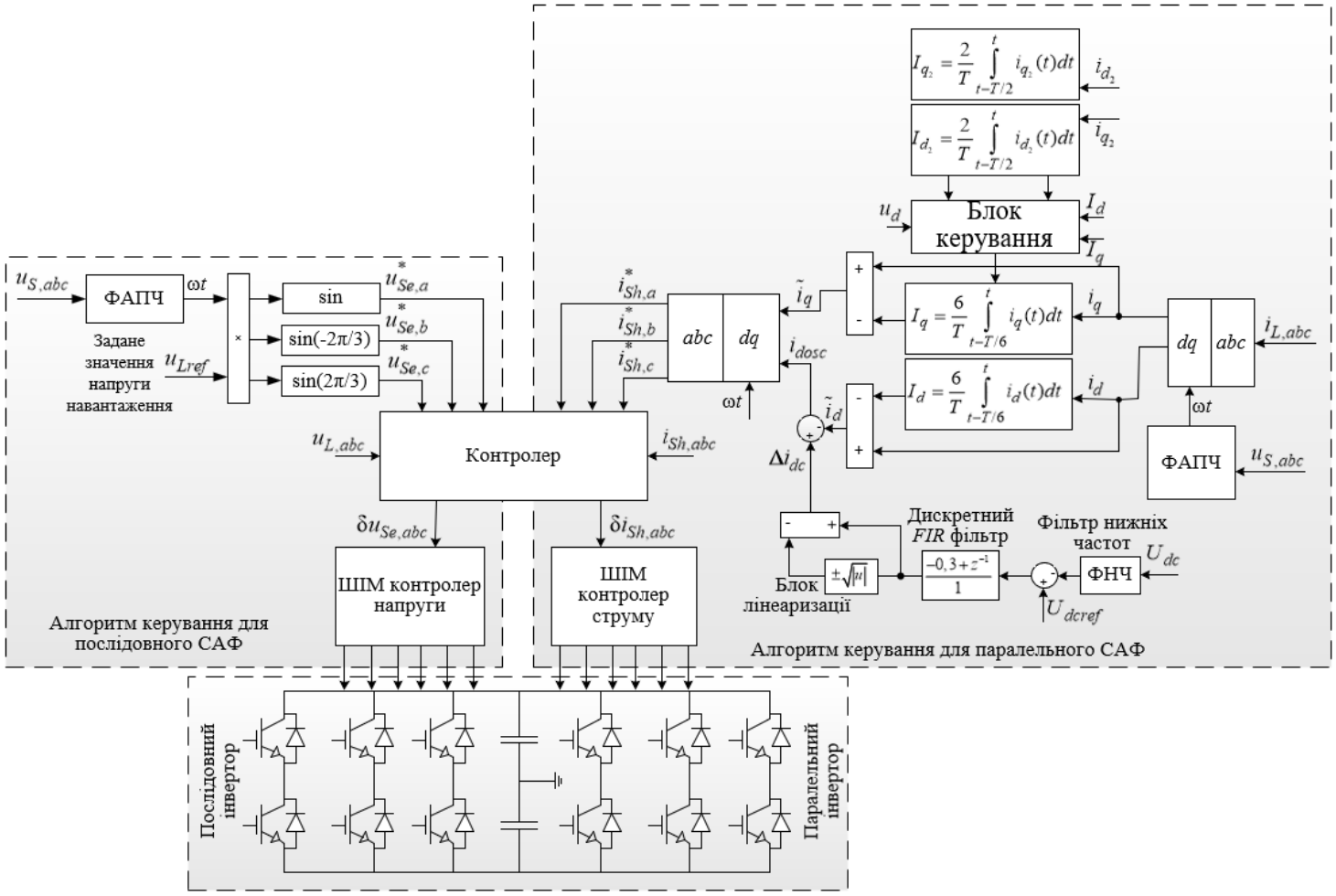


Рисунок 4.14 – Функціональна схема системи керування послідовно-паралельним УРЯЕ

Структурна схема послідовно-паралельного УРЯЕ зображена на рис. 4.13, а функціональна схема – на рис. 4.14. Послідовний інвертор через трансформатори $T_{Se,abc}$ компенсує коливання напруги (провали, перенапруги) шляхом динамічного відновлення форми синусоїди. Паралельний інвертор приєднаний паралельно до навантаження й виконує функції САФ для компенсації гармонік та реактивної потужності. Кожен інвертор має власний алгоритм керування, що забезпечує одночасне регулювання напруги й струму в мережі.

Систему керування УРЯЕ описано в [114], [115], [116]. В основу паралельного і послідовного компенсаторів покладено дворівневий інвертор напруги на *IGBT* транзисторах.

Розглянемо режим активного регулювання обох компенсаторів УРЯЕ. Графіки активної та реактивної потужностей навантаження до компенсації $P_L(t)$, $Q_L(t)$ зображені на рис. 4.15, а після компенсації $P_S(t)$, $Q_S(t)$ для УРЯЕ з *PI* регулятором, *FIR* фільтром з ФНЧ та регулятором затримки зображені, відповідно, на рис. 4.16 та 4.17.

З графіків, показаних на рис. 4.16 та 4.17, можна оцінити навантаження та характер його зміни. Активна потужність змінюється в діапазоні від 248 до 287 кВт, реактивна – від 98 до 208 кВАр. Накид навантаження триває 0,1 с.

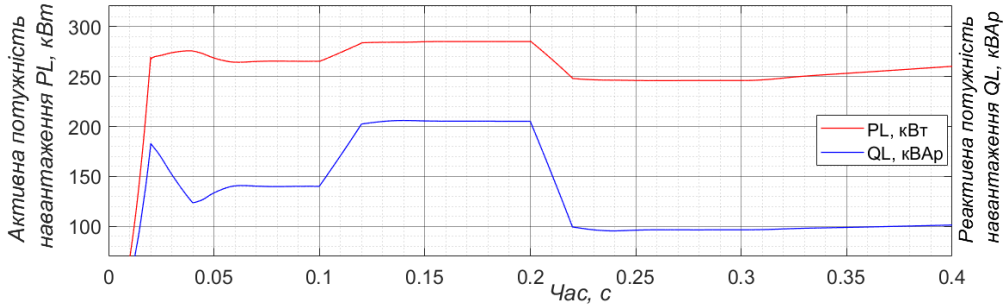


Рисунок 4.15 – Графіки активної та реактивної потужності навантаження

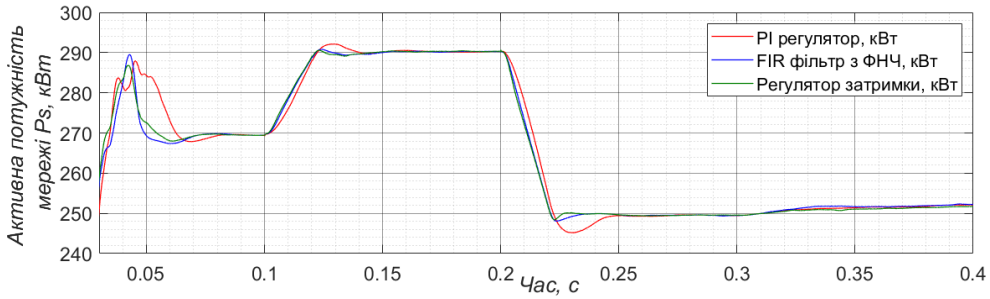


Рисунок 4.16 – Графіки активної потужності мережі після регулювання

З рис. 4.16, 4.17 видно, що в режимі активного регулювання обох компенсаторів УРЯЕ, активне та реактивне навантаження в результаті компенсації практично не змінюється за винятком повільного *PI* регулятора.

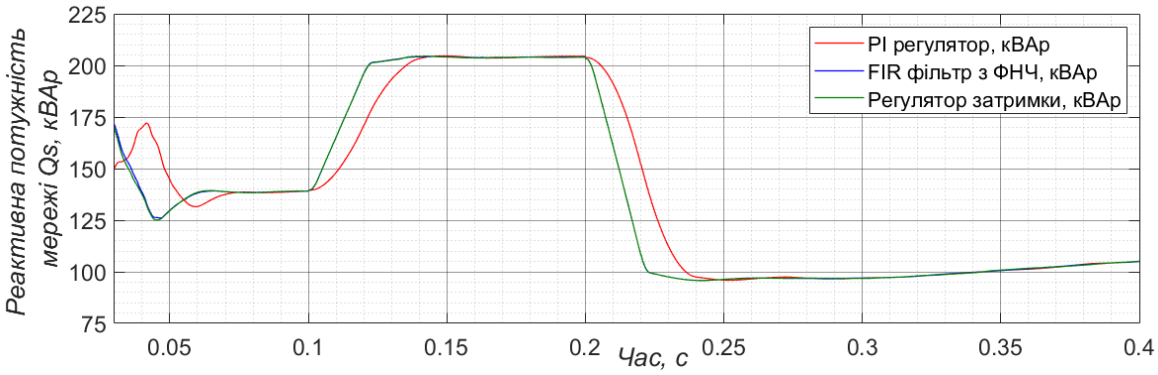


Рисунок 4.17 – Графіки реактивної потужності мережі після регулювання

На початковому відрізку часу від 0,05 до 0,3 с за сталого значення напруги живлення послідовний компенсатор P_{Se} поглинає активну потужність (рис. 4.18), тоді як паралельний компенсатор P_{Sh} її генерує (рис. 4.19). На відрізку часу від 0,3 до 0,4 с при наростанні напруги на 10% відбувається зміна режимів роботи компенсаторів: послідовний компенсатор починає генерувати активну потужність, а паралельний – поглинати.

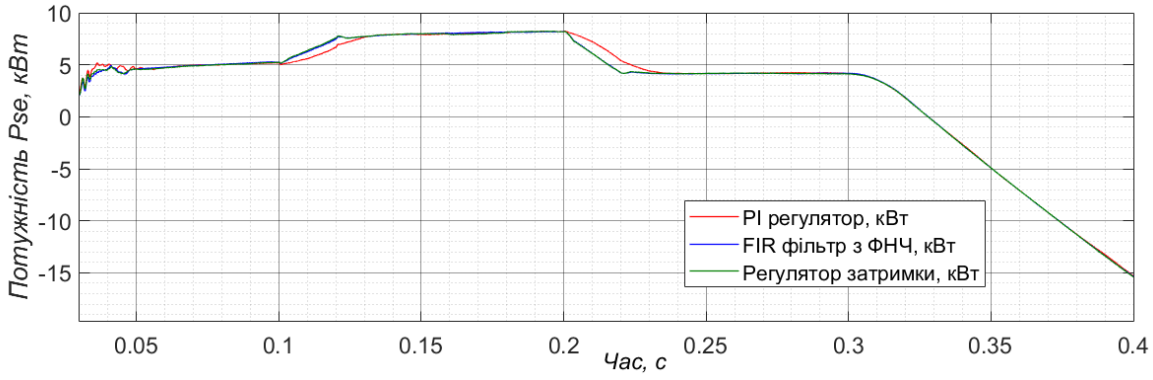


Рисунок 4.18 – Графіки споживання та генерування активної потужності послідовним компенсатором

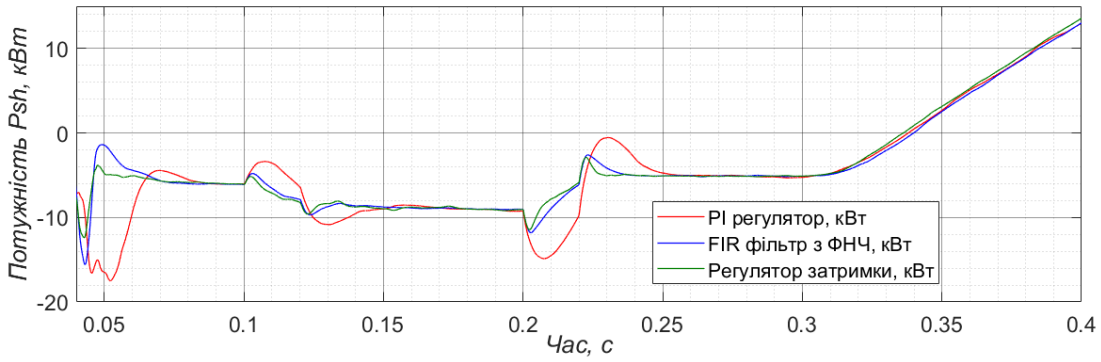


Рисунок 4.19 – Графіки споживання та генерування активної потужності паралельним компенсатором

Під час накиду навантаження послідовний компенсатор споживає активну потужність близьку до 8 кВт, а паралельний генерує 9 кВт. Під час збільшення напруги активна потужність послідовного компенсатора зменшується до нуля, а потім він переходить в режим генерування до 15 кВт. Паралельний компенсатор при цьому зменшує генерування, а потім переходить в режим споживання збільшуючи потужність до 15 кВт.

Під час накиду навантаження, небаланс активної потужності E_P в момент перемикання при використанні *PI* регулятора досягає 3 кВт (рис. 4.20). При використанні *FIR* фільтра з ФНЧ, небаланс можна знизити до 1,7 кВт. За роботи регулятора затримки їх можна знизити до 1,3 кВт. Найбільшим є небаланс активної потужності УРЯЕ E_P в момент перемикання під час скиду навантаження в момент часу 0,2 с. Під час скиду навантаження, небаланс активної потужності в момент перемикання при використанні *PI* регулятора досягає 5 кВт. При використанні *FIR* фільтра з ФНЧ, небаланс можна знизити до 2,7 кВт. За роботи регулятора затримки його можна знизити до 2,3 кВт.

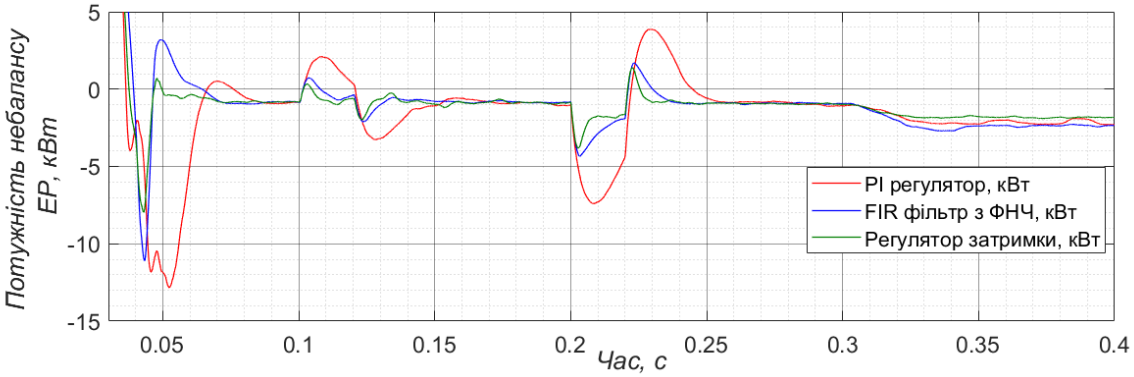
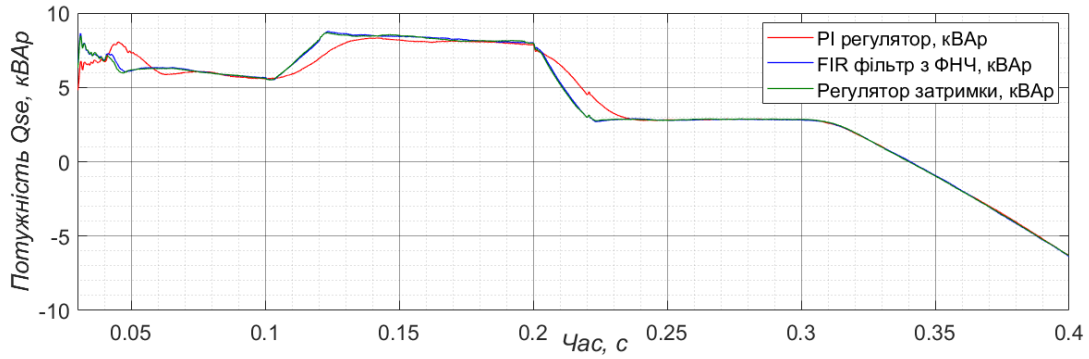
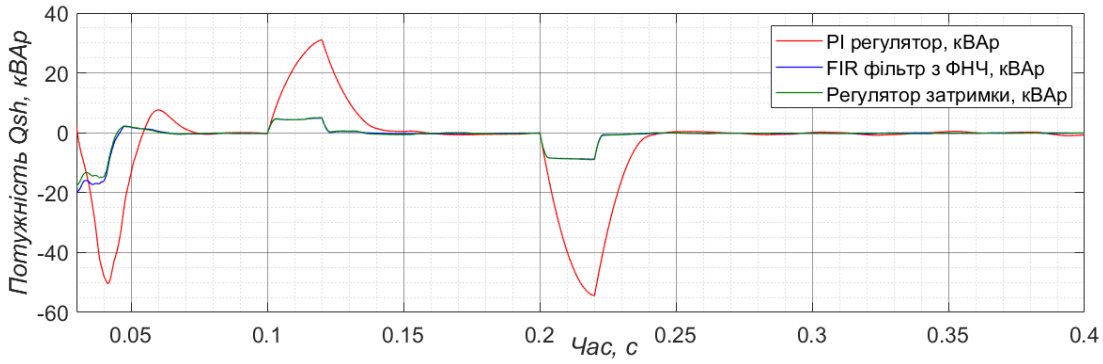


Рисунок 4.20 – Графіки небалансу активної потужності УРЯЕ

На початковому відрізку часу за сталого значення напруги живлення послідовний компенсатор Q_{Se} поглинає реактивну потужність (рис. 4.21, а), а паралельний Q_{Sh} має мінімальне генерування, за винятком перехідних процесів, що виникають під час різких змін навантаження (рис. 4.21, б). На відрізку часу від 0,3 до 0,4 с при наростанні напруги на 10% відбувається зміна режимів роботи компенсаторів: послідовний генерує реактивну потужність, а паралельний переходить у режим мінімального споживання.



а)



б)

Рисунок 4.21 – Графіки споживання та генерування реактивної потужності (а) послідовним компенсатором та (б) паралельним компенсатором

Під час накиду навантаження послідовний компенсатор споживає реактивну потужність близьку до 8 кВАр. Під час збільшення напруги реактивна потужність послідовного компенсатора зменшується до нуля, а потім він переходить в режим генерування до 5 кВАр. Паралельний компенсатор в усіх режимах практично не споживає реактивну потужність.

Під час накиду навантаження, небаланс реактивної потужності E_Q в момент перемикання при використанні *PI* регулятора досягає 30 кВАр (рис. 4.22). При використанні *FIR* фільтра з ФНЧ, небаланс можна знизити до 4,2 кВАр. За роботи регулятора затримки його можна знизити до 4,5 кВАр. Під час зняття навантаження, небаланс реактивної потужності в момент перемикання при використанні *PI* регулятора досягає 53 кВАр. При використанні *FIR* фільтра з ФНЧ, небаланс можна знизити до 8,5 кВАр. За роботи регулятора затримки його можна знизити лише до 8,7 кВАр. Як і для активної потужності, найбільшим є небаланс реактивної потужності УРЯЕ E_Q під час скиду навантаження.

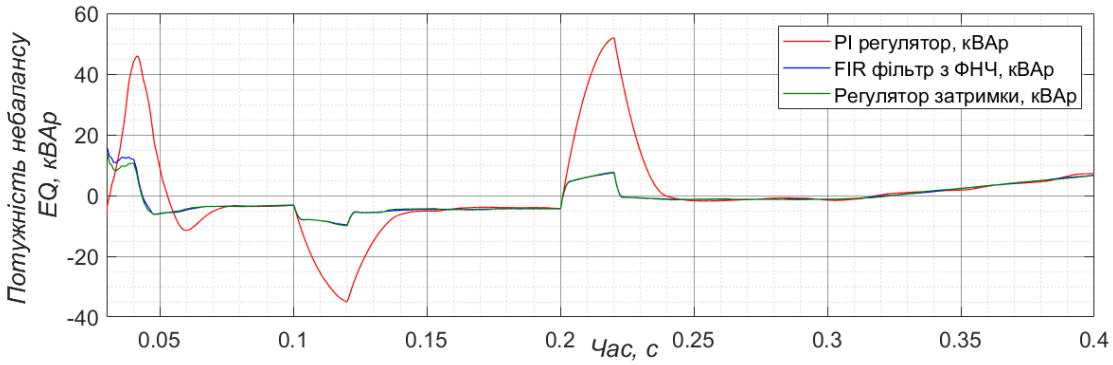


Рисунок 4.22 – Графіки небалансу реактивної потужності УРЯЕ

На рис. 4.23 показані графіки напруги на конденсаторі з використанням: *PI* регулятора, *FIR* фільтра з ФНЧ та Регулятора затримки відповідно. При зниженні навантажння для обох схем характерне збільшення напруги до 850 В. На відрізку часу від 0,3 до 0,4 с при наростанні напруги на 10%, напруга з використанням *PI* регулятора зросла до 840 В, з *FIR* фільтром до 850 та регулятором затримки до 810 В.

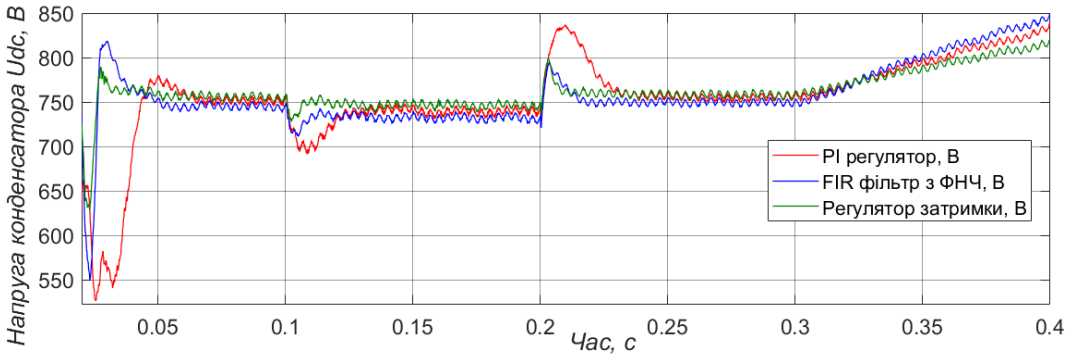


Рисунок 4.23 – Графіки зміни напруги на конденсаторі

В процесі аналізу роботи УРЯЕ виявлено, що:

1) небаланс активної потужності E_P під час перехідних процесів можна знизити шляхом підвищення точності регулювання напруги конденсаторан. Для стаціонарних режимів, даний процес не піддається регулюванню, він зменшується лише зі зменшенням навантаження

2) небаланс реактивної потужності E_Q в УРЯЕ залежить від напруги на конденсаторі C_{dc}.

3) напруга на навантаженні за всіх схем УРЯЕ підтримується на одному заданому рівні 230 В.

Послідовно-паралельна схема УРЯЕ демонструє нижчі втрати потужності під час перехідних процесів, однак супроводжується пульсаціями активної потужності через низький рівень напруги на конденсаторі C_{DC}. Небаланс реактивної потужності E_Q суттєво залежить від напруги на конденсаторі, тоді як навіть незначна зміна індуктивності у вході послідовного компенсатора істотно впливає на стійкість системи.

4.3 Моделювання послідовно-паралельного УРЯЕ в режимі компенсації швидких змін напруги та вищих гармонік струму

Для моделювання роботи УРЯЕ в режимі компенсації швидких змін напруги та вищих гармонік струму використане середовище *Simulink* пакету прикладних програм *Matlab* [117], [118].

Регулятор напруги конденсатора розглянуто в трьох варіантах: класична схема керування на основі *PI* регулятора, регулятор затримки та *FIR* фільтр з ФНЧ. Алгоритм керування САФ та регулятора напруги описаний в [100, 102]. Для схеми керування на *FIR* фільтрі та регуляторі затримки використано автоматичне задання затримки для синхронізації кола керування u_{dc} з постійною часу T=1/300 та i_d з постійною часу блоку ковзного усереднення T=1/100.

Базові параметри мережі, навантаження, паралельного та послідовного САФ УРЯЕ показано в табл. 4.4.

Таблиця 4.4 – Параметри моделювання УРЯЕ та навантаження

Найменування	Параметр		Значення
Джерело	Напруга	U_S	400 В
	Частота	f	50 Гц
	3-фазний АС послідовний опір	R_S	3,4 мОм
	3-фазна АС індуктивність	L_S	42,9 мкГн
	Опір нульової послідовності	R_0	0,01 Ом
	Індуктивність нульової послідовності	L_0	19,1 мкГн
	Опір заземлення	R_N	4 Ом
Нелінійне навантаження	3-фазний АС послідовний опір	R_2	1,867 мОм
	3-фазна АС індуктивність	L_2	0,1 мГн
	3-фазне паралельне активне навантаження	P	100 кВт
	3-фазне паралельне реактивне навантаження	Q	17 кВАр
Лінійне швидкозмінне навантаження	3-фазне паралельне активне навантаження	P	170-190 кВт
	3-фазне паралельне реактивне навантаження	Q	50-140 кВАр
	3-фазне паралельне навантаження	$P_d(R_d)$	1 кВт
DC коло	Напруга	U_{dc}	770 В
	Два послідовних конденсатори	C_1, C_2	3300 мкФ
Паралельний САФ	Лінійна індуктивність	$L_{Sh,abc}$	0,5 мГн
	Опір фільтра	$R_{Sh,abc}$	1 Ом
	Ємність фільтра	$C_{Sh,abc}$	27 мкФ
	Частота перемикання	$f_{ШІМ}$	12 кГц
Послідовний САФ	Лінійна індуктивність	$L_{Se,abc}$	3 мГн
	Опір фільтра	$R_{Se,abc}$	1 Ом
	Ємність фільтра	$C_{Se,abc}$	47 мкФ
	Частота перемикання	$f_{ШІМ}$	2,5 кГц
	Трифазний послідовний трансформатор	$T_{Se,abc}$	63 кВ·А

Аналіз компенсації гармонік виконано на основі графічного представлення спектрального розкладу гармонічних складових струму та напруги мережі для навантаження 205,5 А. Для оцінки рівня компенсації THD_I та THD_U в мережі за допомогою УРЯЕ сформовано табл. 4.5 та 4.6, що містять результати моделювання.

До компенсації рівень гармонічних спотворень становить THD_I = 24,69 %,. Після застосування *PI* регулятора в системі керування УРЯЕ рівень гармонічних спотворень зменшується до THD_I = 1,1% (табл. 4.5). При використанні регулятора затримки в системі керування УРЯЕ рівень гармонічних спотворень зменшується до THD_I = 0,44 %. Застосування *FIR* фільтра з ФНЧ в системі керування УРЯЕ знижує рівень гармонічних спотворень до THD_I = 0,35 %.

Таблиця 4.5 – Результати дослідження гармонічних спотворень струму для навантаження 205,5 А

Гармоніка	Навантаження	*PI* регулятор	Регулятор затримки	*FIR* фільтр з ФНЧ
THD_I, %	25,87	0,88	0,57	0,35
$I_{(5)}$, %	21,37	0,47	0,38	0,29
$I_{(7)}$, %	9,79	0,73	0,38	0,09
$I_{(11)}$, %	7,66	0,1	0,14	0,15
$I_{(13)}$, %	4,86	0,16	0,15	0,09

Отже, найкращий результат компенсації вищих гармонік струму продемонструвала схема регулятора затримки та *FIR* фільтра з ФНЧ.

Для напруги мережі рівень гармонічних спотворень становить THD_U = 1,35 % (табл. 4.6). В результаті компенсації реактивної потужності *PI* регулятор забезпечує зниження спотворень до рівня THD_U = 0,065%. Використання регулятора затримки забезпечує подальше зменшення THD_U до 0,028 %, а застосування *FIR* фільтра з ФНЧ – до THD_U = 0,025%.

Таблиця 4.6 – Результати дослідження гармонічних спотворень напруги мережі 325,5 В

Гармоніка	Навантаження	*PI* регулятор	Регулятор затримки	*FIR* фільтр з ФНЧ
THD_U, %	1,35	0,053	0,034	0,02
$U_{(5)}$, %	0,91	0,023	0,017	0,01
$U_{(7)}$, %	0,56	0,044	0,021	0,005
$U_{(11)}$, %	0,68	0,01	0,015	0,014
$U_{(13)}$, %	0,49	0,017	0,016	0,01

Після повної компенсації реактивної потужності за допомогою паралельного САФ з *PI* регулятором рівень коливань напруги δU_t знижується до 0,25% (рис. 4.24). При використанні регулятора затримки, амплітуди коливань напруги δU_t можна знизити до 0,18% (рис. 4.25). Використання *FIR* фільтра з ФНЧ знижує амплітуди коливань напруги δU_t до 0,22% (рис. 4.26).

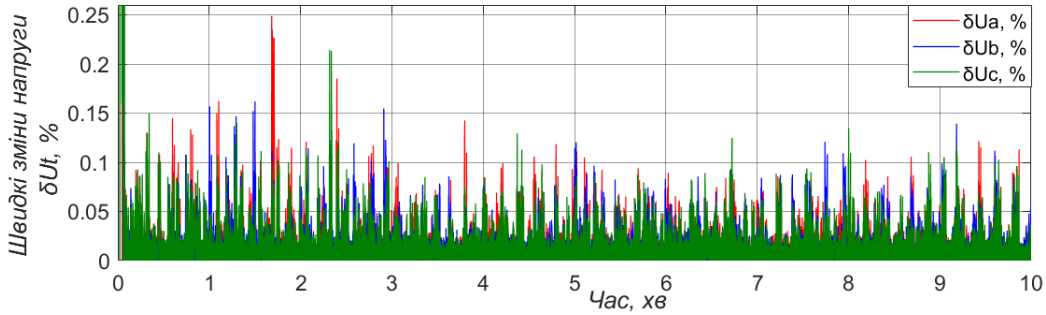


Рисунок 4.24 – Графік швидких змін напруги навантаження після ввімкнення УРЯЕ з *PI* регулятором

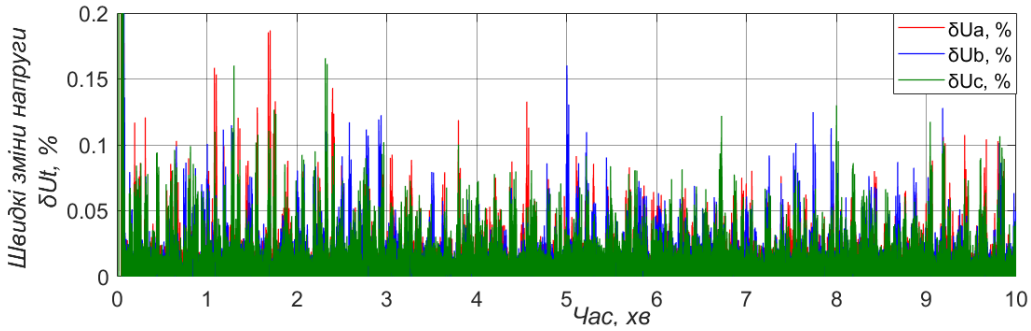


Рисунок 4.25 – Графік швидких змін напруги навантаження після ввімкнення УРЯЕ з регулятором затримки

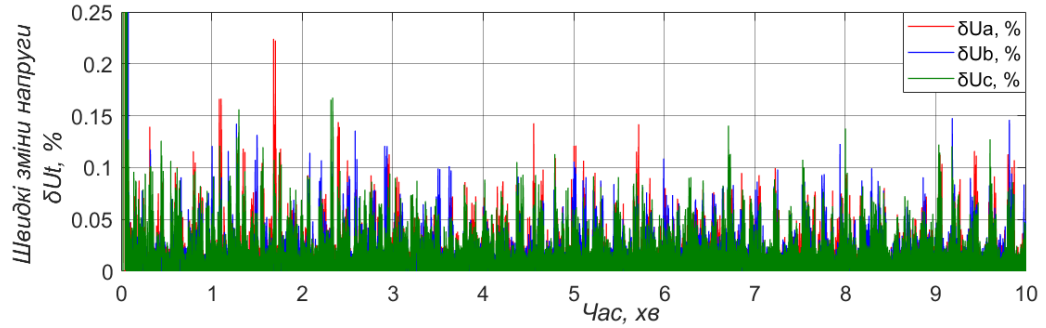


Рисунок 4.26 – Графік швидких змін напруги мережі після ввімкнення УРЯЕ з *FIR* фільтра з ФНЧ

Таблиця 4.7 – Значення короткострокової інтенсивності флікера

Інтенсивність флікера	Навантаження	*PI* регулятор	Регулятор затримки	*FIR* фільтр з ФНЧ
P_{St}, мережі	0,726	0,085	0,071	0,078

Результати дослідження для короткострокової інтенсивності флікера представлені в див. табл. 4.7. Застосування *PI* регулятора в системі УРЯЕ дозволяє знизити короткострокову інтенсивність флікера до P_{St}=0,085. Найкращий результат показує регулятор затримки P_{St}=0,071. Використання *FIR* фільтра з ФНЧ забезпечує зниження короткострокової інтенсивності флікера до P_{St}=0,078.

В результаті дослідження виконано порівняльний аналіз систем керування САФ та УРЯЕ стосовно зменшення THD_I, THD_U, показника швидких змін напруги та інтенсивності флікера в електричних мережах.

Для аналізу ефективності зменшення гармонічних спотворень вибрано режим з використанням некерованого випрямляча в якості навантаження. До компенсації рівень гармонічних спотворень струмів є значним (THD_I = 25,87%). Застосування САФ з *PI* регулятором дозволяє зменшити рівень гармонічних складових до 1,18 %. Використання регулятора затримки забезпечує зменшення гармонічних спотворень до 0,47 %, а *FIR* фільтра з ФНЧ – до 0,35 %.

Застосування *PI* регулятора в системі САФ дозволяє знизити короткострокову інтенсивність флікера з P_{St}=0,726 до P_{St}=0,051. Аналогічний результат показує регулятор затримки в комплексі з САФ. Використання *FIR* фільтра з ФНЧ забезпечує зниження короткострокової інтенсивності флікера до P_{St}=0,047, що знаходиться на рівні похибки в порівнянні з *PI* регулятором та регулятором затримки.

Після застосування *PI* регулятора в системі керування УРЯЕ рівень гармонічних спотворень струмів зменшується від THD_I = 25,87 % до THD_I = 0,88 %. У разі застосування регулятора затримки THD_I зменшується до 0,57%, а застосування *FIR* фільтра з ФНЧ – до 0,35%. *PI* регулятор забезпечує зниження спотворень напруг з THD_U = 1,35 % до рівня THD_U = 0,053 %. Використання регулятора затримки забезпечує зменшення THD_U до 0,034 %, а застосування *FIR* фільтра з ФНЧ – до THD_U = 0,02 %.

Під час накиду навантаження послідовний компенсатор споживає активну потужність близьку до 8 кВт, а паралельний генерує 9 кВт. Під час збільшення напруги активна потужність послідовного компенсатора зменшується до нуля, а потім він переходить в режим генерування до 15 кВт. Паралельний компенсатор при цьому зменшує генерування, а потім переходить в режим споживання збільшуючи потужність до 15 кВт.

Під час накиду навантаження послідовний компенсатор споживає реактивну потужність близьку до 8 кВАр. Під час збільшення напруги реактивна потужність послідовного компенсатора зменшується до нуля, а потім він переходить в режим генерування до 5 кВАр. Паралельний компенсатор в усіх режимах практично не споживає реактивну потужність.

Під час накиду навантаження небаланс реактивної потужності E_Q в момент перемикання при використанні *PI* регулятора досягає 30 кВАр. При використанні *FIR* фільтра з ФНЧ, небаланс можна знизити до 4,2 кВАр. За роботи регулятора затримки його можна знизити до 4,5 кВАр. Під час зняття навантаження, небаланс реактивної потужності в момент перемикання при використанні *PI* регулятора досягає 5 кВАр. При використанні *FIR* фільтра з ФНЧ, небаланс можна знизити до 8,5 кВАр.

Застосування *PI* регулятора в системі УРЯЕ дозволяє знизити короткострокову інтенсивність флікера з P_{St}=0,726 до P_{St}=0,085. Дещо кращий результат показує регулятор затримки P_{St}=0,071. У разі використання *FIR* фільтра з ФНЧ P_{St}=0,078.

Отримані результати свідчать про доцільність використання адаптивних алгоритмів керування компенсаторами УРЯЕ для покращення якості електроенергії в умовах коливань напруги за обмеженої потужності інверторів.

РОЗДІЛ 5
ПРАКТИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО РЕАЛІЗАЦІЇ ОДНОФАЗНИХ САФ і УРЯЕ ЗА ШВИДКИХ ЗМІН НАПРУГИ

5.1 Практична реалізація однофазного паралельного САФ

Структурна схема однофазного паралельного САФ зображена на рис. 5.1, а його практична реалізація – на рис. 5.2.

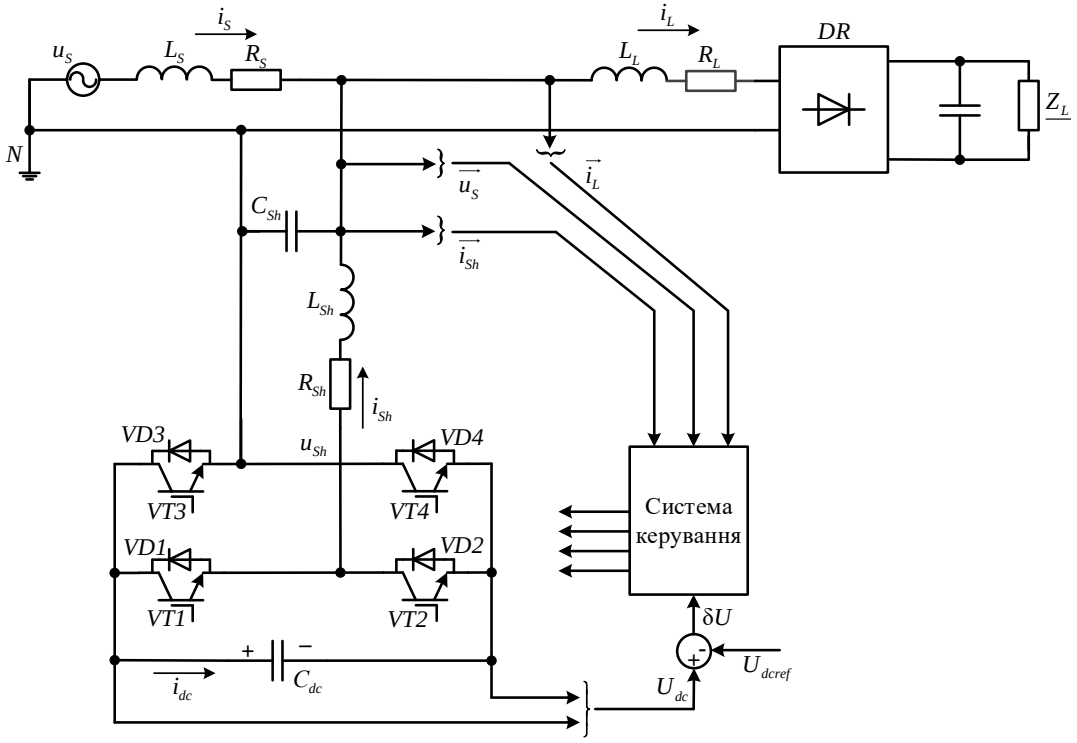


Рисунок 5.1 – Структурна схема однофазного паралельного САФ

Одним із перспективних підходів до практичної реалізації силових активних фільтрів є використання мікроконтролерів, зокрема *ESP*32, що поєднує в собі високу продуктивність та здатність до обробки сигналів у реальному часі.

*ESP*32 має вбудовані АЦП, можливість генерування ШІМ-сигналів та підтримує багатозадачне програмування, що робить його ідеальним вибором для створення керованих систем у реальному часі. Застосування *ESP*32 для побудови активних фільтрів дозволяє створити систему з мінімальними витратами, придатну для інтеграції в різноманітні промислові та побутові електроустановки [119]-[122].

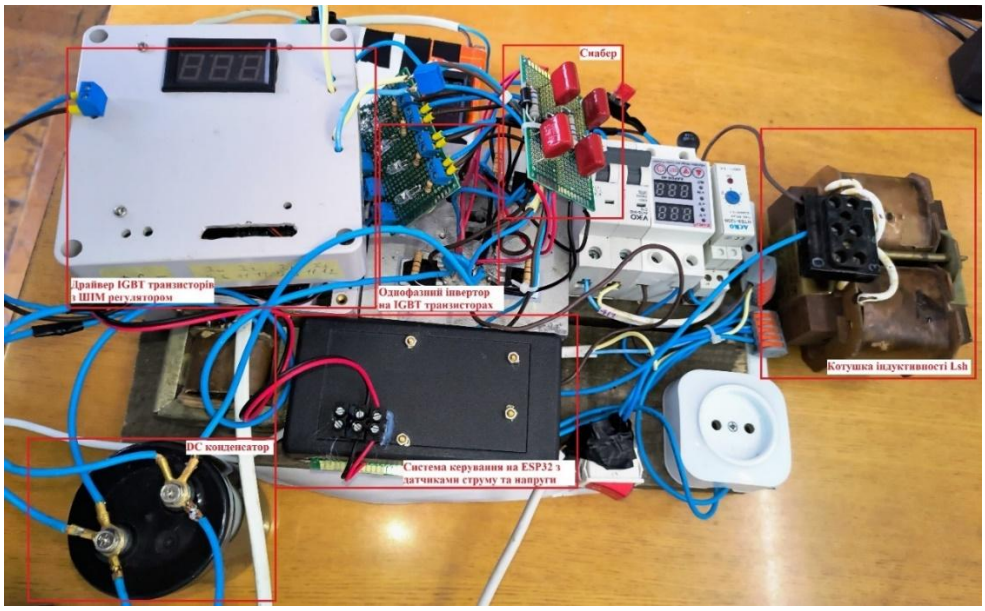


Рисунок 5.2 – Практична реалізація однофазного паралельного САФ

У результаті дослідження було розроблено пристрій керування для однофазного активного фільтра на базі мікроконтролера *ESP*32, який здатний компенсувати гармонічні спотворення в електричних мережах.

На рис. 5.3 представлено схему підключення датчика напруги до мікроконтролера *ESP*32. Для вимірювання напруги використовується резистивний подільник, який знижує вхідну напругу до рівня 3.3 В, сумісного з аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) *ESP*32.



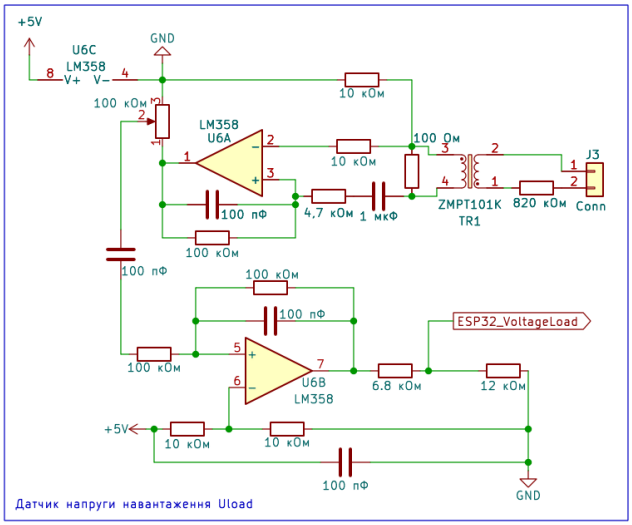


Рисунок 5.3 – Принципова схема датчика змінної напруги на трансформаторі ZMPT101K

Струм вимірюється за допомогою датчика Холла (рис. 5.4), що забезпечує ізольоване зчитування сигналу струму. Обидва датчики передають аналогові сигнали на АЦП *ESP*32, де вони перетворюються на цифрові значення для подальшої обробки.

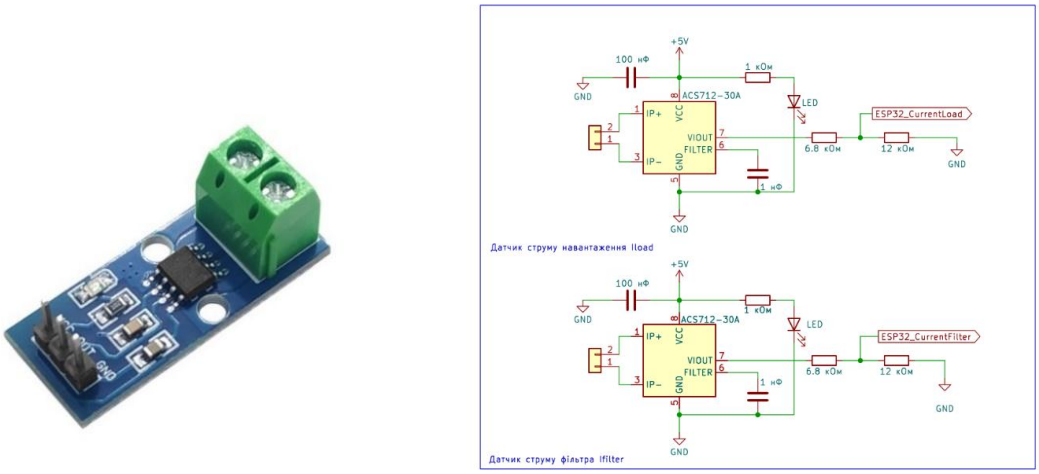
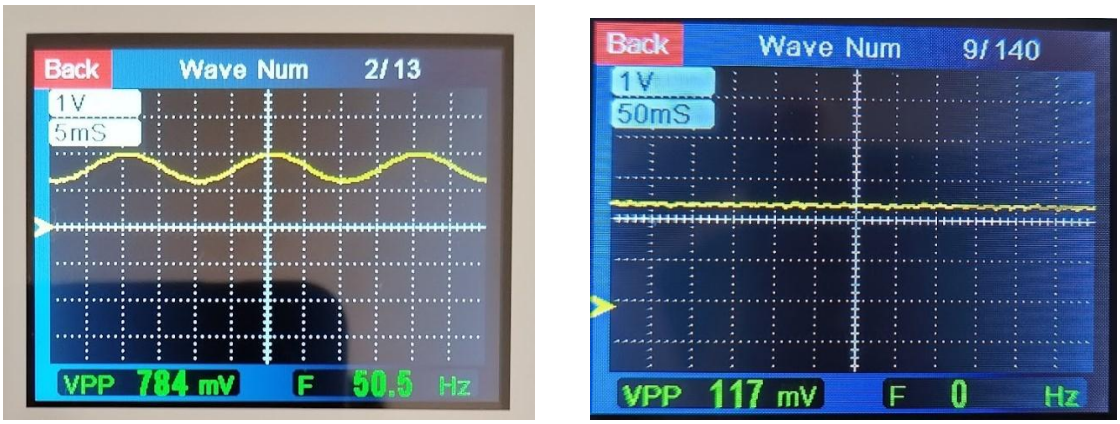


Рисунок 5.4 – Принципова схема датчика струму на мікросхемі ACS712-30A

Для вимірювання сигналів з датчиків використано осцилограф. Він показує діаграму сигналу напруги та струму, що передається на *ESP*32 для аналізу. Сигнал напруги (рис. 5.5, а) є синусоїдним і відображає зміну напруги в електричній мережі. Сигнал струму (рис. 5.5, б), зчитується за допомогою датчика Холла. Цей сигнал також є синусоїдним, але його фаза може бути зміщена щодо сигналу напруги в залежності від характеристик навантаження.



а) б)

Рисунок 5.5 – Осцилограма сигналу напруги мережі (а) та спаду напруги для зчитування струму (б)

Для вимірювання постійної напруги, використано ізольований операційний підсилювач *AMC*1200 (рис. 5.6). Допустима вхідна напруга 250 мВ. Для зниження вхідної постійної напруги до потрібного рівня, необхідно використати резистивний подільник з опорами R_1=4,32 МОм та R_2=2,7 кОм, що дозволяє вимірювати напругу до 400 В. Сигнал після подільника подається на вхід підсилювача, де він проходить підсилення до рівня напруги *ESP32*. Даний блок працює від джерела живлення з гальванічною розв'язкою *B*0503*S*-1*W*.

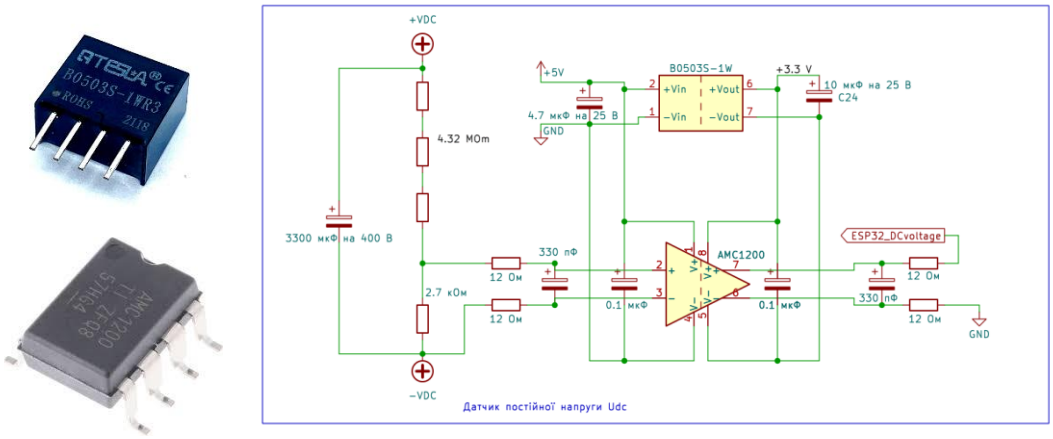


Рисунок 5.6 – Принципова схема датчика постійної напруги на мікросхемі *AMC*1200

Напруга з датчика (рис. 5.7) є стабільною і відображає точний рівень постійної складової вхідного сигналу, що важливо для моніторингу напруги постійного струму в системах електропостачання.

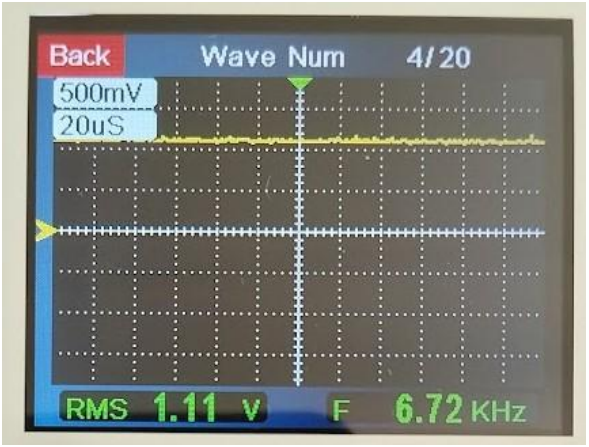
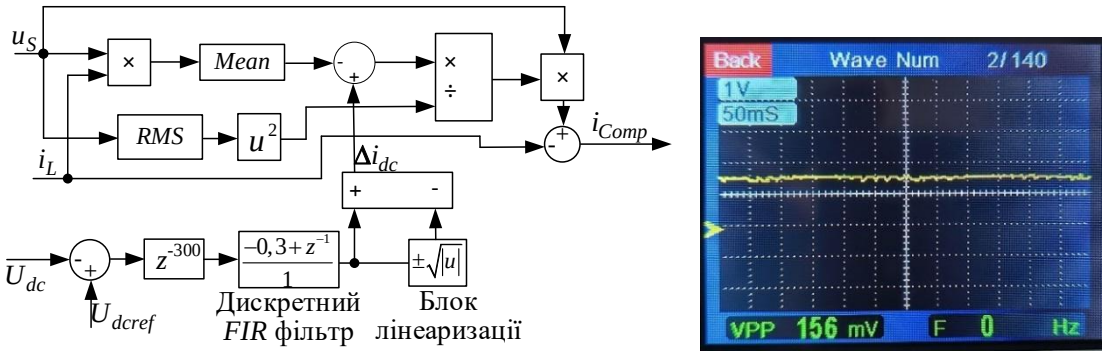


Рисунок 5.7 – Осцилограма сигналу постійної напруги

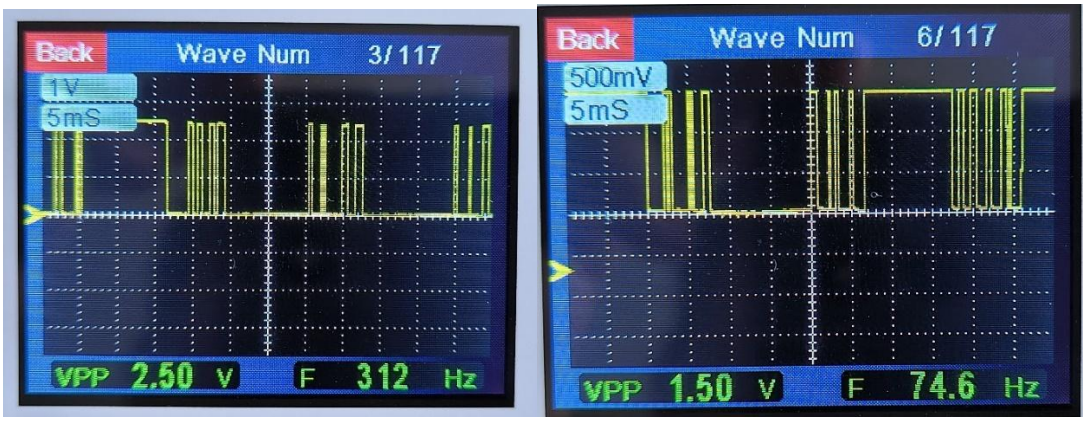
Алгоритм формування компенсуючого струму [8] показаний на рис. 5.8, а та б. Зчитування аналогових сигналів з датчиків напруги u_S, струму i_L та i_{Sh} відбувається через АЦП *ESP32*. Далі сигнали проходять обробку, що включає фільтрацію та розрахунок гармонічних складових.



а) б)

Рисунок 5.8 – Алгоритм обробки сигналів з датчиків для генерації (а) струму компенсації та (б) осцилограма струму компенсації

Для формування ШІМ-сигналу використано компаратор *LM393*. На виході компаратора формується сигнал *Hout* та *Lout* (рис. 5.9, а, рис 5.9, б).



а) б)

Рисунок 5.9 – ШІМ-сигнал (а) *Hout* та (б) *Lout_inv*

Для керування IGBT драйвером необхідно інвертувати сигнал *Lout* за допомогою операційного підсилювача *LM358* (рис. 5.10).

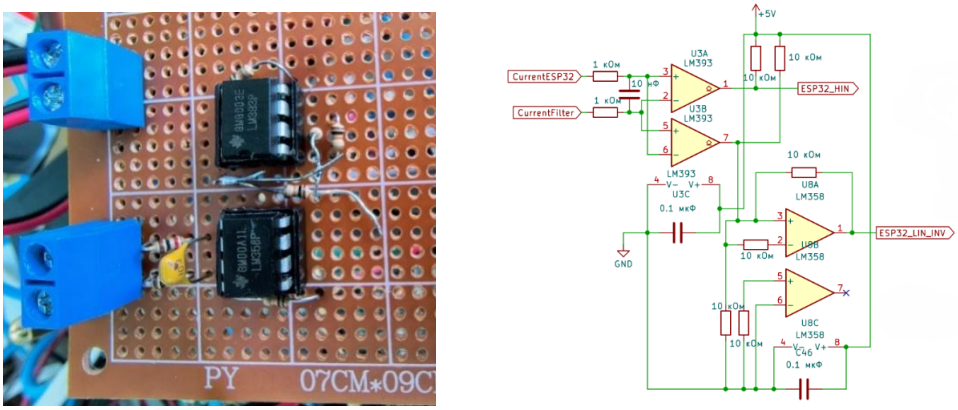


Рисунок 5.10 – Практична реалізація ШІМ-регулятора

Драйвер повного моста на мікросхемах *IR*21834 реалізується шляхом використання двох таких драйверів для керування чотирма силовими *IGBT* транзисторами, *FGH*40*N*60. Живлення драйверів здійснюється від джерела 15 В, а для роботи верхніх транзисторів використовується *bootstrap*-схема. Для запобігання одночасному відкриванню транзисторів одного плеча передбачена мертва зона в ШІМ-сигналі у вигляді резистора 200 кОм. При проектуванні важливо правильно підібрати номінали зовнішніх компонентів, таких як два паралельних *bootstrap*-конденсатори 0,33 мкФ, 10 мкФ та обмежувальні резистори колах затворів 10 Ом в даному випадку. У разі неправильного формування сигналів необхідно перевіряти синхронізацію ШІМ-сигналів та правильність підключення виводів *VS* і *VB* драйверів (рис. 5.11).

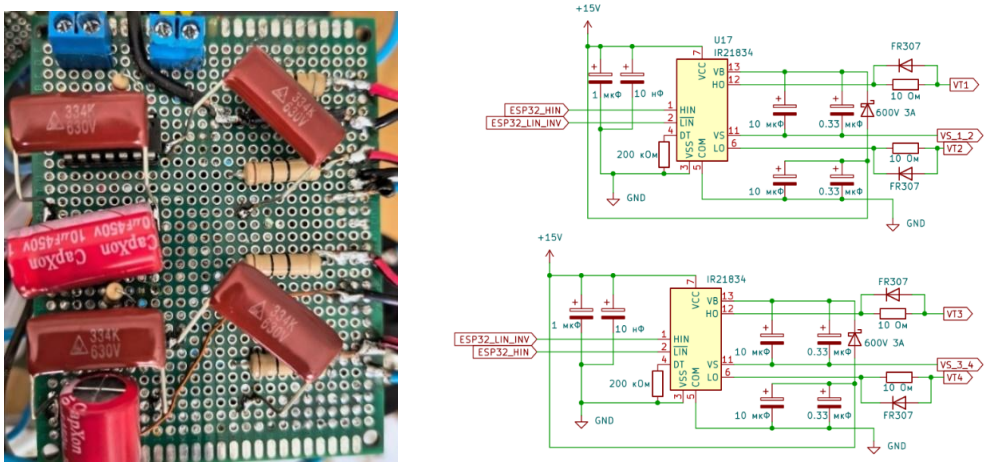


Рисунок 5.11 – Практична реалізація системи керування повним мостом для *IGBT* транзисторів

Для обмеження перенапруги під час перемикання транзисторів використано *RCD* снабери з опором 160 Ом із зворотним діодом *FR*308 та ємністю 0,47 мкФ (рис. 5.12).

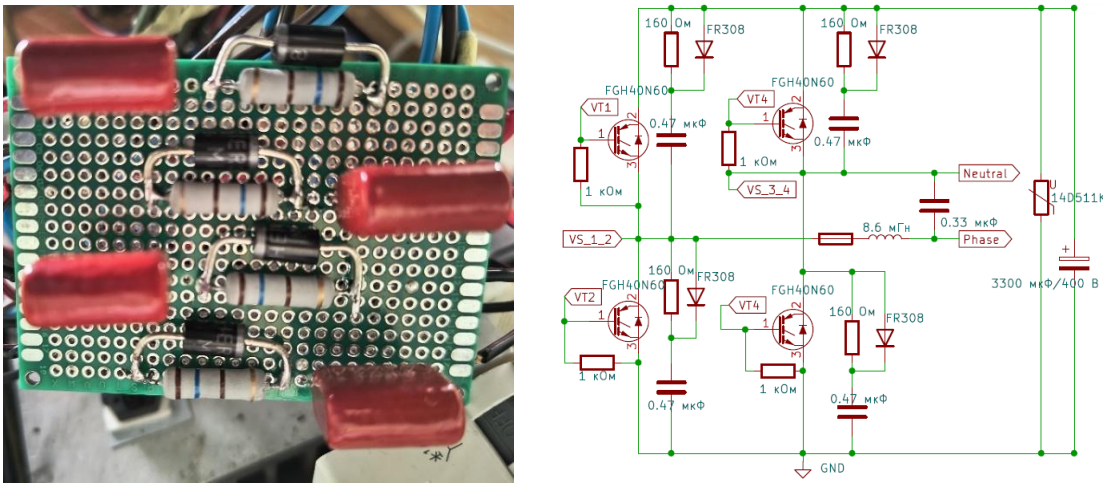


Рисунок 5.12 – Практична реалізація однофазного інвертора з снаберами

Конденсатор постійної напруги з ємністю C_{dc}=3300 мкФ та номінальною напругою U_{dc}=400 В має низький внутрішній опір, що забезпечує стабільність живлення. Вихідний *L* фільтр спроектовано з котушкою індуктивності 6,4 мГн.

5.2 Практичні рекомендації щодо реалізації послідовно-паралельного УРЯЕ

Для компенсації коливань напруги необхідно підняти напругу на конденсаторі U_{dc} паралельного САФ до 770 В. Для цього необхідно визначити індуктивність котушки паралельного САФ, яка дозволяє підняти напругу на конденсаторі. Використаємо співвідношення між напругою живлення та постійною складовою напруги на конденсаторі.

Напруга U_{dc} у підвищувальному режимі роботи активного фільтра гармонік визначається як:

$$U_{dc} = \frac{U_m}{1-D};\ U_m = U_{rms} \cdot \sqrt{2};\ D = 1 - \frac{U_m}{U_{dc}}, \qquad (5.1)$$

де *D* – коефіцієнт заповнення широтно-імпульсної модуляції.

Для підвищувального перетворювача індуктивність визначається за формулою:

$$L_{Sh} = \frac{(1-D)\cdot D\cdot U_m}{\omega_{Sh}\cdot \Delta I_{Sh}} \quad . \tag{5.2}$$

Паралельний САФ складається з дворівневого інвертора на основі ШІМ з додатковими снаберами 0,47 мкФ, що вмикається паралельно до навантаження через трансформатор для мереж 10, 35 кВ. Вихідний *L*-*C* фільтр налаштований на частоту 1 кГц. Послідовний САФ складається з керованого дворівневого інвертора на основі ШІМ, *L*-*C* фільтр налаштований на частоту 150 Гц. Конденсаторна батарея C_1, C_2 призначена для короткочасного накопичення енергії та згладжування коливань напруги в системі.

Паралельний САФ УРЯЕ використовується для компенсації гармонік струму. Тому, необхідно врахувати допустимий рівень пульсацій струму. Пульсації струму через індуктивність ΔI_{Sh} визначаються різницею між вхідною напругою U_{inv} та напругою на шині постійного струму U_{dc}.

$$\Delta I_{Sh} = \frac{(\left|U_{inv} - U_{dc}\right|)\cdot D}{\omega_{Sh}\cdot L_{Sh}}. \tag{5.3}$$

Послідовний САФ в УРЯЕ використовується для регулювання напруги, тому пульсації струму ΔI_{Se} визначаються зміною напруги на фільтруючій індуктивності L_{Se} протягом періоду комутації T_s.

$$\Delta I_{Se} = \frac{(\left|U_L - U_{inv}\right|)\cdot D}{\omega_{Se}\cdot L_{Se}}. \tag{5.4}$$

Пульсації напруги ΔU_{Se} у послідовному САФ залежить від пульсацій струму ΔI_{Se} через індуктивність фільтра L_{Se} та параметрів комутації. Пульсації напруги зменшуються за рахунок поралельного конденсатора C_{Se}. Взаємозв'язок між напругою й струмом для індуктивного елемента описується законом електромагнітної індукції.

$$\Delta U_{Se} = \frac{\Delta I_{Se}\cdot L_{Se}\cdot \omega}{1+\omega^2\cdot L_{Se}\cdot C_{Se}}. \tag{5.5}$$

Враховуючи дані обмеження, можна розрахувати параметри для швидкозмінних навантажень.

У усталеному режимі, за умови синусоїдної та збалансованої напруги мережі й без врахування втрат УРЯЕ, потужність паралельного S_{Sh} та послідовного S_{Se} активних фільтрів, нормалізована відносно повної потужності навантаження, становитиме [42]:

$$\left|\frac{S_{Se}}{S_L}\right| = \frac{\cos\varphi_1 \cdot \sqrt{\left(1-\frac{u_L}{u_S}\right)^2}}{\sqrt{1+THD_I^2}};$$

$$\left|\frac{S_{Sh}}{S_L}\right| = \sqrt{\frac{\cos^2\varphi_1 \cdot \frac{u_L}{u_S}\cdot\left(\frac{u_L}{u_S}-2\right)}{1+THD_I^2}+1}; \qquad (5.6)$$

$$\left|\frac{S_{Se}}{S_{Sh}}\right| = \frac{\cos\varphi_1 \cdot \sqrt{\left(1-\frac{u_L}{u_S}\right)^2}}{\sqrt{\cos^2\varphi_1 \cdot \frac{u_L}{u_S}\cdot\left(\frac{u_L}{u_S}-2\right)+1}},$$

де $\cos\varphi_1$ – коефіцієнт потужності, що зумовлений фазовим зсувом струму; THD_I – сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень вихідного струму.

Збільшення THD_I та зменшення $\cos\varphi_1$ приведе до зменшення співвідношення $\left|S_{Se}/S_L\right|$ і збільшення співвідношення $\left|S_{Sh}/S_L\right|$.

Для коригування THD_I та THD_U можна скористатись *LC*-згладжувальним фільтром [43].

$$LC = \frac{K_{згл}}{\omega^2}\cdot\frac{1}{\eta}, \qquad (5.7)$$

де η – коефіцієнт корисної дії; $K_{згл}$ – коефіцієнта згладжування.

З виразу (5.7) для збільшення ККД необхідно зменшувати опір резистора фільтра, а щоб отримати при цьому необхідний коефіцієнт згладжування, потрібно збільшувати ємність конденсатора.

Для моделювання роботи УРЯЕ в режимі компенсації реактивної потужності, вищих гармонік струму, інтенсивності флікера за швидкої зміни напруги використана модель з трифазним нелінійним та лінійним швидкозмінним навантаженням [28].

Еквівалентне однофазне представлення УРЯЕ в системі розподілу електроенергії показано на рис. 5.13. Спотворена напруга живлення у точці загального з'єднання моделюється сумою двох джерел напруги, а саме основної частоти u_S та вищих гармонік $u_{S,h}$. Нелінійне та лінійне швидкозмінне навантаження моделюється струмом основної частоти i_L та вищих гармонік $i_{L,h}$, які змінюватимуться випадковим чином.

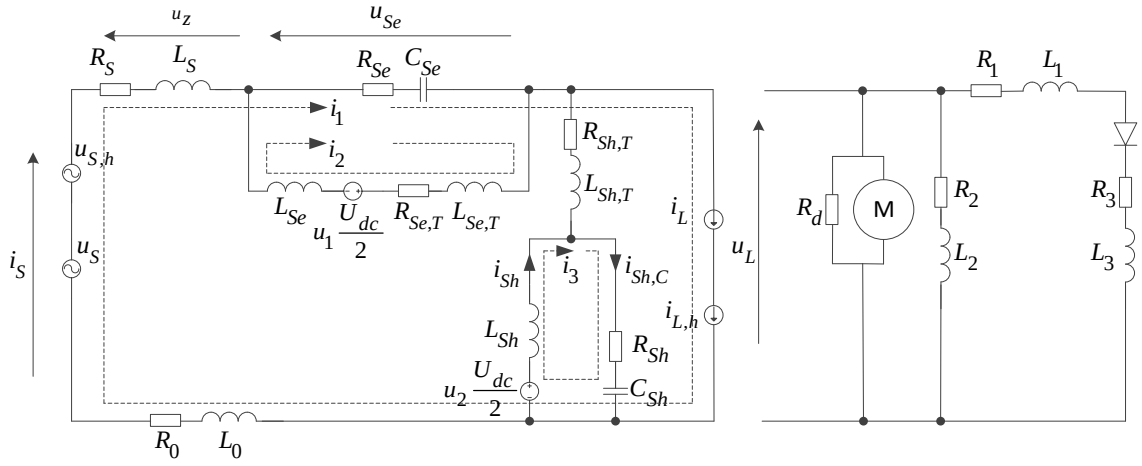


Рисунок 5.13 – Еквівалентна однофазна схема заміщення УРЯЕ

Падіння напруги на опорі лінії R+j·ω·L позначено u_Z. Параметри схеми заміщення послідовного та паралельного трансформатора позначено відповідно $R_{Se,T}$, $L_{Se,T}$, $R_{Sh,T}$ та $L_{Sh,T}$. Напруги $u_1 \cdot U_{dc}/2$ і $u_2 \cdot U_{dc}/2$ формуються послідовним та паралельним активними фільтрами УРЯЕ відповідно. Їх фільтри нижніх частот моделюються L_{Se}, C_{Se} і R_{Se}, і L_{Sh}, C_{Sh} і R_{Sh} відповідно. $i_{Sh,C}$ позначає струм конденсатора витоку шунтового фільтра нижніх частот. u_{Se} позначає введену напругу послідовного активного фільтра, тоді як i_{Sh} позначає введений струм паралельного активного фільтра.

УРЯЕ дозволяє регулювати напругу навантаження u_L і синусоїдний струм, що споживається з мережі i_S:

$$\begin{aligned} u_L &= u_{L,ref} - u_{Se} - u_{loss} = U_{L,ref}\sin\omega_1 t - U_{Se}\sin\omega_1 t - U_{loss}\sin\omega_1 t; \\ i_S &= i_L - i_{Sh} = I_L\sin\omega_1 t - I_{Sh}\sin\omega_1 t; \\ i_L &= i_{f,p} + i_{f,q} + i_{L,h} = I_{f,p}\sin\omega_1 t + I_{f,q}\cos\omega_1 t + \sum_{i=2}^{m} I_{L,h_i}\sin\omega_i t, \end{aligned} \tag{5.8}$$

де $u_{L,ref}$ є задана номінальна напруга з амплітудою $U_{L,ref}$; i_S – амплітуда струму мережі; ω_1 – кутова частота.

Нелінійний струм навантаження i_L можна розкласти на активний струм основної частоти $i_{f,p}$, реактивний струм основної частоти $i_{f,q}$ і струм вищих гармонік $i_{L,h}$, де $I_{f,p}$, $I_{f,q}$ та $I_{L,h}$ є відповідними амплітудами. Індекс *m* в (5.8) відноситься до максимального порядку гармонік струму навантаження та напруги мережі [44].

Спотворення напруги мережі та струму навантаження можуть бути повністю компенсовані, щоб вони були чисто синусоїдними. Отже, без урахування втрат потужності, генерована активна потужність існує лише на основній частоті:

$$\begin{aligned} & i_{Sh,q} + i_{f,q} + i_{L_h} = 0; \\ & \frac{2}{T}\cdot\int_{t-T/2}^{t} u_L(t)\cdot i_{Sh,p}(t)dt + \frac{2}{T}\cdot\int_{t-T/2}^{t} u_{Se}(t)\cdot i_2(t)dt = 0, \end{aligned} \tag{5.9}$$

де $i_{Sh,p}$ і $i_{Sh,q}$ – генеровані активна та реактивна складові струму i_{Sh}

Проведений аналіз дозволить визначити методи керування для різних режимів експлуатації, а також їхню придатність до роботи з чутливими та нелінійними навантаженнями. Це сприятиме стабільній роботі УРЯЕ та покращенні якості електроенергії в умовах сучасних розподільних мереж.

5.3 Дослідження квазіперіодичних коливань напруги у мережах із застосуванням УРЯЕ

Дослідження роботи УРЯЕ на генерацію квазіперіодичних коливань проводилось з нелінійним навантаженням (випрямляч, схема Ларіонова) з комплексним опором 12+*j*1,256 Ом, паралельне лінійне навантаження з опором 35+*j*15 Ом та паралельне чутливе навантаження у вигляді асинхронного двигуна потужністю $P_н$=38 кВт. Номінальна напруга мережі $U_н$=400 В. УРЯЕ ввімкнено на відстані 200 м від джерела живлення, 10 м від асинхронного двигуна та 20 м від нелінійного навантаження. Час моделювання t=0,3 с. Моделювання виконано в програмі *Matlab / Simulink*. Схема досліджуваної установки описана в [117, 118].

Було проведено два досліди вмикання УРЯЕ з використанням паралельно-послідовної топології для формування заданої напруги на навантаженні, компенсації реактивної потужності, вищих гармонік струму та напруги. Параметри УРЯЕ для першого досліду: $P_{Se,T}$=25 кВт, L_{Sh}=1,5, C_{Sh}=10 мкФ, L_{Se}=5 мГн, C_{Se}=47 мкФ, $C_{1,2}$=6000 мкФ, U_{dcref}=650 В. Ввімкнення УРЯЕ моделюється при зашунтованій вторинній обмотці трансформатора *Tw2* (рис. 5.14).

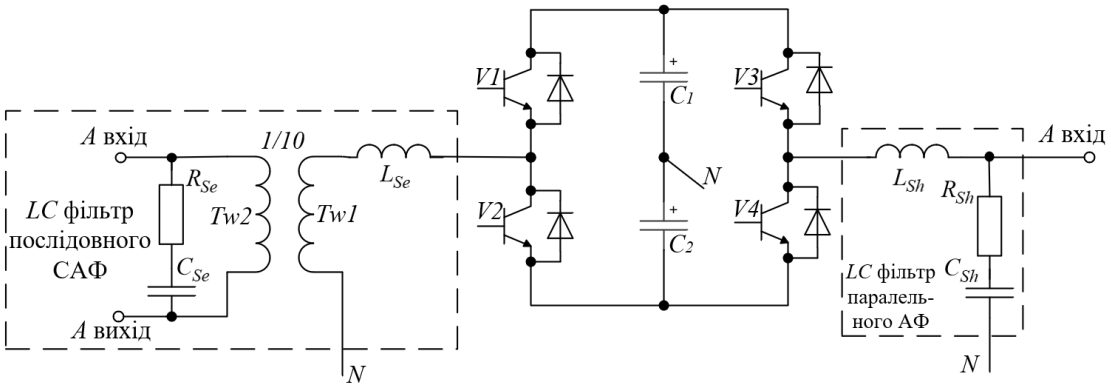


Рисунок 5.14 – Принципова схема інвертора УРЯЕ при шунтуванні вторинної обмотки *Tw2* трансформатора

При роботі УРЯЕ в даному режимі відбувається генерація квазіперіодичних коливань під час заряду конденсатора, амплітуда яких досягає 10 В для даної потужності ввімкненого двигуна (рис. 5.15). Дане явище спричиняє коливання напруги мережі та активної потужності з амплітудою 500 Вт [123, 124].

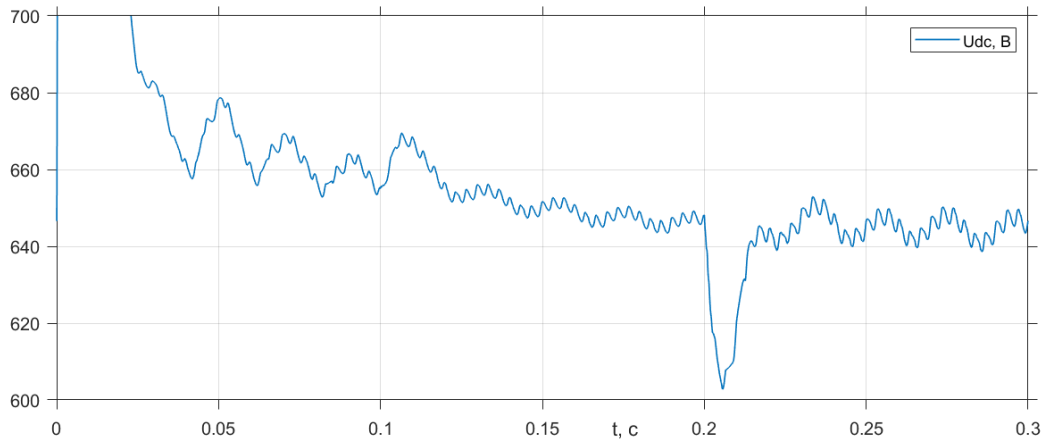


Рисунок 5.15 – Графік зміни напруги на конденсаторі УРЯЕ при шунтуванні вторинної обмотки *Tw2* трансформатора

Для правильної роботи УРЯЕ в даному режимі необхідно підібрати шунтуючий конденсатор C_{Se}, це необхідно для обмеження намагнічування сердечник трансформатора та попередження резонансних явищ. При малій ємності конденсатора, трансформатор входить в режим насичення.

Для керування режимом компенсації вищих гармонік напруги використовують вихідні реактори L_{Se}. Для компенсації вищих гармонік напруги необхідно великі значення індуктивності. При не правильному розрахунку C_{Se} можливо виникнення резонансу на 31 та 35 гармоніці, що виведе систему з стану стійкості (рис. 5.16).

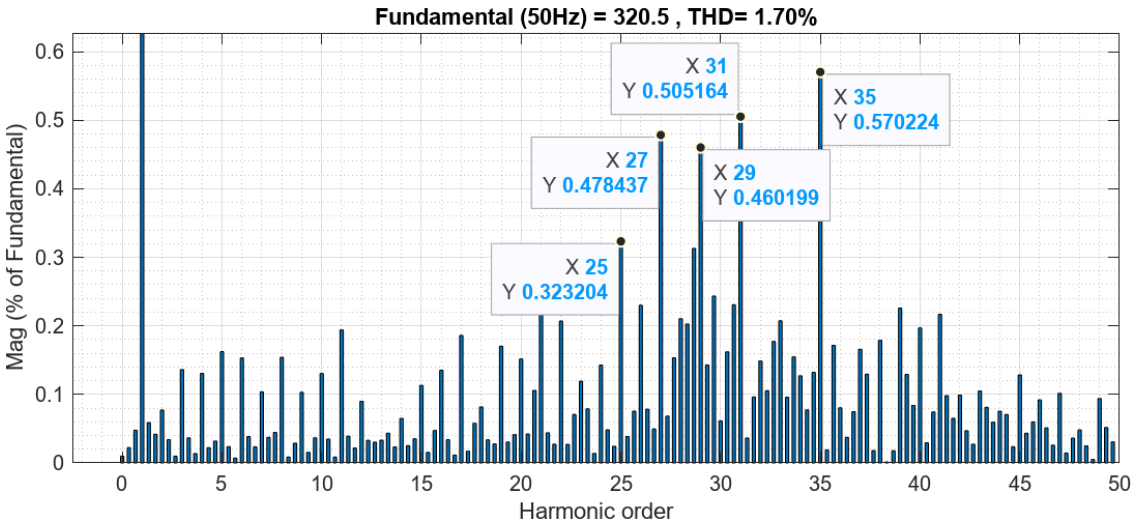


Рисунок 5.16 – Розклад напруги мережі в гармонічний ряд Фур'є

Дані квазіперіодичні коливання можна компенсувати зміною розміщення вихідної ємності C_{Se}. Параметри УРЯЕ для другого досліду: $P_{Se,T}$=25 кВт, L_{Sh}=1,5, C_{Sh}=30 мкФ, L_{Se}=0,5 мГн, C_{Se}=47 мкФ, $C_{1,2}$=6000 мкФ, U_{dcref}=650 В. Ввімкнення УРЯЕ моделюється при зашунтованій первинній обмотці трансформатора *Tw1* (рис. 5.17).

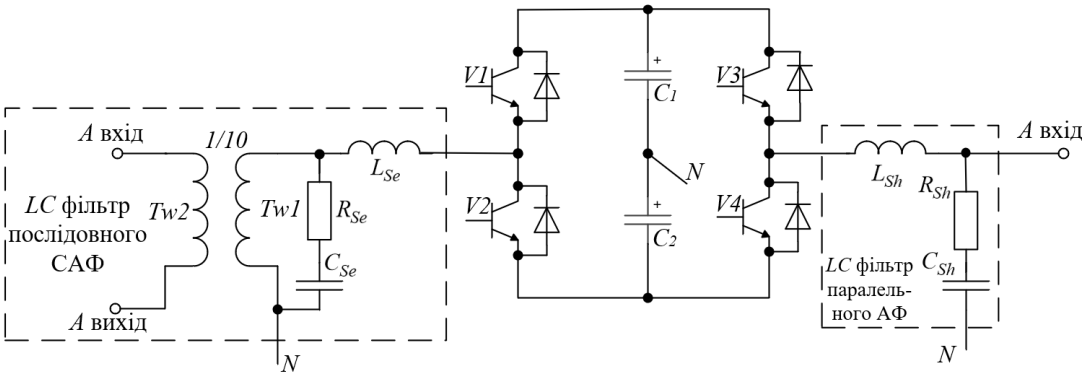


Рисунок 5.17 – Принципова схема інвертора UPQC при шунтуванні первинної обмотки *Tw1* трансформатора

При роботі УРЯЕ в даному режимі помилка генерування квазіперіодичних коливань майже повністю зникає (рис. 5.18). Даний режим залишається стійким не залежно від потужності двигуна. Недоліком даної топології є незначний резонанс по 17 та 19 гармоніці (рис. 5.19).

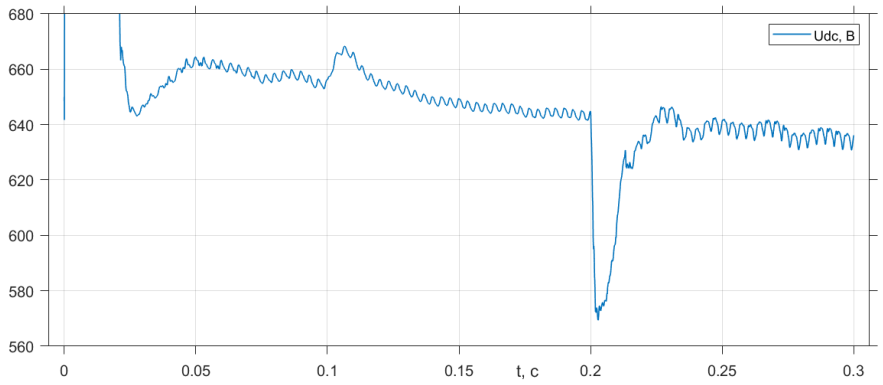


Рисунок 5.18 – Графік зміни напруги на конденсаторі при шунтуванні первинної обмотки *Tw1* трансформатора

Не залежно від наявності роздільного трансформатора біля паралельного САФ. Для навантажень з великими пусковими струмами, система працює обмежено та не в змозі підтримувати якість електроенергії в допустимих межах.

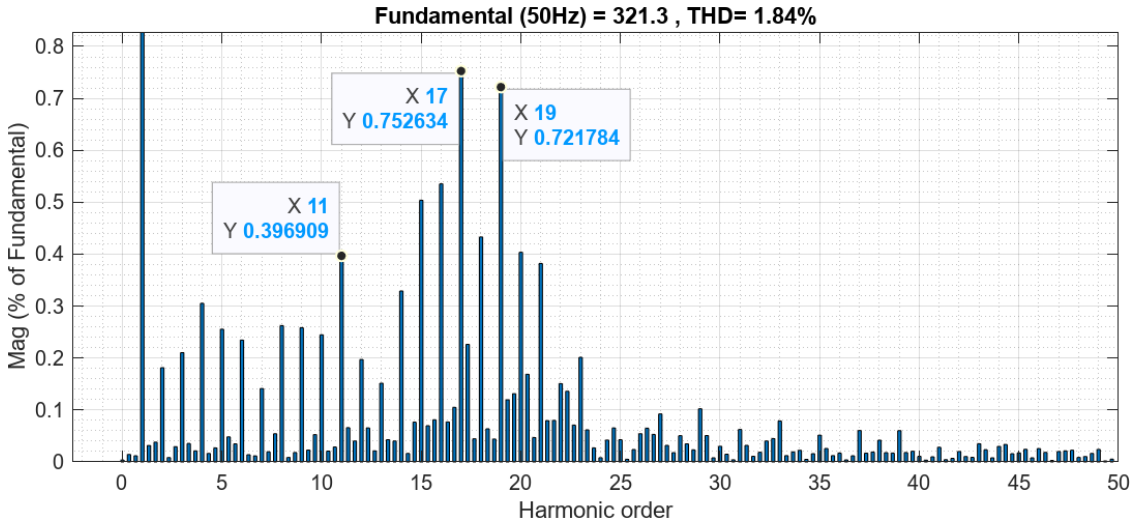


Рисунок 5.19 – Розклад напруги мережі в гармонічний ряд Фур'є

В результаті дослідження наведено практичні рекомендації щодо реалізації систем активних фільтрів (САФ) та уніфікованого регулятора якості електроенергії (УРЯЕ) за наявності коливань напруги. Практична реалізація силового активного фільтра на базі мікроконтролера *ESP*32 забезпечує оцифрування напруги та струму за допомогою аналого-цифрового перетворювача з роздільною здатністю 12-біт, що дозволяє виявляти гармоніки до 50-го порядку. Блок регулювання напруги на конденсаторі виконано за допомогою *FIR*-фільтра, блоку затримки та блоку лінеаризації. Генерація ШІМ-сигналу відбувається за допомогою компаратора *LM*393 з автоматичним заданням частоти перемикання. Керування однофазним мостом відбувається через драйвер *IR*21834, що гарантує мінімальні втрати при перемиканні силових ключів.

Проведено оцінку стійкості системи при виникненні коливань напруги в результаті роботи швидкозмінного чутливого навантаження. В якості пристрою компенсації коливань напруги вибрано УРЯЕ. У випадку шунтування вторинної обмотки *Tw2* трансформатора, який вмикає послідовний САФ в мережу та наявності двигунів в навантаженні, можуть виникати квазіперіодичні коливання, що виникають в результаті резонансу УРЯЕ з мережею. При роботі пристрою з лінійним та нелінійним навантаженням даної проблеми не виникає. Для вирішення цієї проблеми запропоновано використовувати *L-C* фільт зі сторони первинної обмотки *Tw1* трансформатора.

ВИСНОВКИ

Дослідження, проведене в рамках монографії дозволило сформулювати низку ключових висновків, які мають теоретичне та практичне значення для підвищення якості фільтрування вищих гармонік і зменшення коливань напруги в розподільних електричних мережах за наявності швидкозмінних та нелінійних навантажень:

1. На основі аналізу режиму пасивної компенсації реактивної потужності паралельним САФ показано, що в цьому режимі коливання напруги на навантаженні компенсуються частково. Режим активної компенсації реактивної потужності дозволяє забезпечити стабільність напруги на навантаженні. Проте за такого режиму САФ повинен володіти широким діапазоном регулювання реактивної потужності. Для вирішення цієї проблеми було запропоновано використання послідовно-паралельного та паралельно-послідовного УРЯЕ, що дозволяють стабілізувати заданий рівень напруги. Проаналізовано ефективність зменшення коливань напруги за допомогою УРЯЕ. Результати досліджень показали, що УРЯЕ забезпечує стабільну роботу навіть за умови порівняно невеликої потужності інверторів напруги.

2. Розроблені математичні моделі, що описують поведінку УРЯЕ при зміні напруги у вузлі мережі, які дозволили встановити закономірності впливу параметрів регулювання на стабільність напруги. Застосування цих моделей дозволяє прогнозувати поведінку системи в умовах різних типів регулювання та визначити оптимальні параметри для досягнення максимальної стабільності напруги, що є важливим для забезпечення високої якості електроенергії.

3. Удосконалено систему керування паралельним САФ із застосуванням адаптивного елемента затримки в часі в системі регулювання напруги конденсатора, що забезпечує підвищення стабільності напруги на конденсаторі за зовнішніх збурень. Розроблено схему керування на основі *FIR*-фільтра, яка продемонструвала підвищену ефективність у компенсації вищих гармонік струму і забезпечила стабільність напруги при швидких змінах навантаження.

4. Результати моделювання підтвердили, що схема керування САФ на основі *FIR*-фільтра забезпечує найвищий рівень компенсації гармонічних спотворень. Встановлено, що за допомогою силових активних фільтрів можна досягти високого рівня корекції параметрів якості електроенергії за декількома важливими показниками, зокрема, за рівнем загальних гармонічних спотворень напруги та струму, а також за інтенсивністю флікера напруги мережі. Таке вирішення має важливе значення для сучасних електричних мереж, що зазнають постійного впливу швидкозмінних та нелінійних навантажень, які можуть негативно впливати на стабільність електропостачання.

5. Подальшого розвитку набула система керування УРЯЕ із застосуванням цифрового *FIR*-фільтра та регулятора затримки для стабілізації напруги конденсатора та зменшення коливань напруги в електричній мережі. Аналіз показав, що впровадження *FIR*-фільтра у систему керування УРЯЕ дозволяє досягти високої точності регулювання напруги на конденсаторах та мінімізації гармонічних спотворень. Для зменшення швидких змін напруги та інтенсивності флікера в мережі, за допомогою УРЯЕ, найкращий результат моделювання показала система керування напругою конденсатора з регулятором затримки.

6. Розроблено дослідний зразок однофазного САФ на базі мікроконтролера *ESP*32. Визначено умови працездатності системи керування та виділено ключові аспекти побудови принципових схем однофазних САФ такі як: топологія силової частини, формування кола постійної напруги, датчики струму та напруги, схема керування драйверами силових транзисторів, алгоритм регулювання та побудова зворотного зв’язку.

7. Розроблемо програмне забезпечення для мікроконтролера *ESP*32, що дозволяє виділити пульсуючі складові гармонік та згенерувати струм компенсації для роботи однофазного силового активного фільтра.

8. Проведено аналіз УРЯЕ на можливість виникнення резонансних явищ. Встановлено, що у випадку шунтування вторинної обмотки трансформатора послідовного САФ за допомогою фільтруючого конденсатора, можуть виникати резонансні явища, які можна компенсувати при шунтуванні вторинної обмотки даного трансформатора.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

[1] О. Г. Гриб, А. А. Кононенко, В. С. Строкань та І. В. Павленко, "Аналіз споживання електроенергії з контролем якості в розподільних мережах", *Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка*, вип. 165, с. 9–10, 2015.

[2] H. Akagi, "Active harmonic filters", *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.

[3] H. Akagi, "Modern active filters and traditional passive filters", *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, vol. 54, no. 3, 2006.

[4] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1312–1322, 1996.

[5] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, 1984.

[6] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 3, pp. 460–465, 1986.

[7] H. Akagi and A. Nabae, "The p-q theory in three-phase systems under non-sinusoidal conditions", *European Transactions on Electrical Power*, vol. 3, no. 1, pp. 27–31, 1993.

[8] H. Akagi, "Trends in active power line conditioners", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 263–268, 1994.

[9] *Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності*, ДСТУ EN 50160:2023 (EN 50160:2022, IDT). Київ, Україна: Держстандарт України, 2023.

[10] *Електромагнітна сумісність. Частина 3-3. Гранично допустимі рівні. Нормування змін напруги, флуктуацій напруги і флікера в низьковольтних системах електропостачання загальної призначеності для обладнання з номінальним струмом силою не більше ніж 16 А на фазу, яке не підлягає обумовленому підключенню*, ДСТУ EN 61000-3-3:2017 (EN 61000-3-3:2013, IDT; IEC 61000-3-3:2013, IDT).

[11] В. Г. Гапанович, О. І. Маврін, і В. П. Олійник, "Дослідження ефективності компенсації коливань напруги в системі електропостачання дугової сталетопної печі", *Вісник Національного університету «Львівська політехніка»*, № 615, Електроенергетичні та електромеханічні системи, с. 33–39, 2008.

[12] Ю. О. Варецький і В. Г. Гапанович, "Регулювання СТК для компенсації струмів увімкнення трансформаторів у системі електропостачання ДСП", *Вісник Національного університету «Львівська політехніка»*, № 671, Електроенергетичні та електромеханічні системи, с. 16–20, 2010.

[13] M. Awad, "Review Power Quality Issues", *Modern Applied Science*, vol. 6, 2012, doi: 10.5539/mas.v6n2p52.

[14] H. Guentri, B. Boutaleb, B. Benazzedine, and K. Ezzaeri, "The Impact of Motor Starting on the Quality of the Industrial Electricity Network", *ITEGAM - Journal of Engineering and Technology for Industrial Applications (ITEGAM-JETIA)*, vol. 6, pp. 41-51, 2020, doi: 10.5935/jetia.v6i26.722.

[15] Ю. О. Варецький, Я. С. Пазина, і О. М. Равлик, "Проектна оцінка показників компенсованого флікеру", *Вісник Національного університету «Львівська політехніка»*, № 418, Електроенергетичні та електромеханічні системи, с. 15–21, 2001.

[16] В. В. Бурлака, С. К. Поднебенна, С. В. Гулаков, *Сучасні силові активні фільтри та імпульсні джерела живлення з корекцією коефіцієнта потужності: Монографія.* Маріуполь: ПДТУ, 2015. 196 с.

[17] A. Govind, A. Prakash, and P. Kumar, "Performance enhancement of shunt active power filter application using adaptive neural network", *Journal of Power Technologies*, vol. 101, no. 1, pp. 78–85, 2021.

[18] N. Hamouda, B. Badreddine, A. Boutaghane, S. Kahla, R. Amraoui, and M. Mezaach, "Improving the Power Quality of the Arc Welding Supply using an Active Power Filter", in *Proc. 6th Int. Conf. on Welding, Non Destructive Testing and Materials Industry (IC-WNDT-MI'18)*, Nov. 7–8, 2018.

[19] J. Dixon, L. Moran, J. Rodriguez, and R. Domke, "Reactive power compensation technologies: State-of-the-art", *IEEE Proceedings*, vol. 93, no. 12, pp. 2144–2164, Dec. 2005.

[20] L. B. G. Campanhol, S. A. O. Silva, and A. Goedtel, "Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power

compensation in three-phase four-wire systems", *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 11, pp. 2825–2836, 2014.

[21] S. H. Hosseini, M. T. Haque, and S. Shahmohammadi, "A shunt active power filter control for unbalanced conditions", in *Proc. 10th IEEE Int. Conf. Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2003)*, Sharjah, UAE, 2003, vol. 2, pp. 830–833, doi: 10.1109/ICECS.2003.1301915.

[22] P. Salmeron and S. P. Litran, "Improvement of the electric power quality using series active and shunt passive filters", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 1058–1067, 2010.

[23] M. Nasiri, A. Doroudi, and H. Sheikhkolahi, "A new control circuit for series active filters to eliminate voltage flicker and harmonics", in *Proc. 17th Conf. Electrical Power Distribution (EPDC 2012)*, 2012, pp. 1–4.

[24] S. Biricik and H. Komurcugil, "Three-level hysteresis current control strategy for three-phase four-switch shunt active filters", *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 8, pp. 1732–1740, 2016.

[25] A. M. Gee, F. Robinson, and W. Yuan, "A superconducting magnetic energy storage-emulator/battery supported dynamic voltage restorer", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 1, pp. 55–64, 2017, doi: 10.1109/TEC.2016.2609403.

[26] M. A. Mulla, C. Rajagopalan, and A. Chowdhury, "Hardware implementation of series hybrid active power filter using a novel control strategy based on generalized instantaneous power theory", *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 592–600, 2013.

[27] S. Aravind, U. Vinatha, and V. N. Jayasankar, "Wind-solar grid connected renewable energy system with series active self-tuning filter", in *Proc. 2016 Int. Conf. Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, 2016, pp. 1944–1948.

[28] О. М. Закладний, А. В. Праховник, О. І. Соловей, "*Енергозбереження засобами промислового електропривода: навч. посіб*". Київ: Кондор, 2005. 408 с.

[29] S. M. Halpin, R. Bergeron, T. Blooming, R. F. Burch, L. E. Conrad, and T. S. Key, "Voltage and lamp flicker issues: Should the IEEE adopt the IEC approach?", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 3, pp. 200–206, 2003.

[30] A. Szromba, "The unified power quality conditioner control method based on the equivalent conductance signals of the compensated load", *Energies*, vol. 13, no. 23, p. 6298, 2020, doi: 10.3390/en13236298.

[31] N. Khosravi, A. Abdolvand, A. Oubelaid, et al., "Improvement of power quality parameters using modulated-unified power quality conditioner and switched-inductor boost converter by the optimization techniques for a hybrid AC/DC microgrid", *Scientific Reports*, vol. 12, p. 21675, 2022, doi: 10.1038/s41598-022-26001-8.

[32] H. Bueno-Contreras, G. A. Ramos, and R. Costa-Castelló, "Power quality improvement through a UPQC and a resonant observer-based MIMO control strategy", *Energies*, vol. 14, no. 21, p. 6938, 2021, doi: 10.3390/en14216938.

[33] V. Khadkikar, P. Agarwal, A. Chandra, A. Barry, and T. A. Nguyen, "A simple new control technique for unified power quality conditioner (UPQC)", in *Proc. 2004 11th Int. Conf. Harmonics and Quality of Power*, Lake Placid, NY, USA, 2004, pp. 289–293, doi: 10.1109/ICHQP.2004.1409369.

[34] V. Khadkikar, A. Chandra, A. O. Barry, and T. D. Nguyen, "Power quality enhancement utilizing single-phase unified power quality conditioner: digital signal processor-based experimental validation", *IET Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 323–331, 2011, doi: 10.1049/iet-pel.2010.0031.

[35] G. Maozhong, L. Hankui, G. Hanjun, and X. Dianguo, "Active voltage regulator based on novel synchronization method for unbalance and fluctuation compensation", in *Proc. 28th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, Sevilla, Spain, Nov. 2002, pp. 1374–1379, doi: 10.1109/iecon.2002.1185476.

[36] I. Axente, J. N. Ganesh, M. Basu, M. F. Conlon, and K. Gaughan, "A 12-kVA DSP-controlled laboratory prototype UPQC capable of mitigating unbalance in source voltage and load current", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1471–1479, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2040635.

[37] A. Esfandiari, M. Parniani, and H. Mokhtari, "Mitigation of electric arc furnace disturbances using the unified power quality conditioner", in *Proc. 30th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2004)*, Busan, South Korea, Nov. 2004, pp. 1469–1474, doi: 10.1109/IECON.2004.1431795.

[38] H. Fujita and H. Akagi, "The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 2, pp. 315–322, 1998, doi: 10.1109/63.662847.

[39] G. Siva Kumar, B. Kalyan Kumar, and M. Mahesh Kumar, "Optimal VA loading of UPQC during mitigation of unbalanced voltage sags with phase jumps in three-phase four-wire distribution system", in *Proc. 2010 Int. Conf. Power System Technology (POWERCON 2010)*, Zhejiang, China, Oct. 2010, pp. 1–8, doi: 10.1109/POWERCON.2010.5666492.

[40] A. Elnady, W. El-Khattam, and M. M. A. Salama, "Mitigation of AC arc furnace voltage flicker using the unified power quality conditioner", in *Proc. Winter Meeting Power Engineering Society*, New York, NY, USA, Jan. 2002, pp. 735–739, doi: 10.1109/PESW.2002.985101.

[41] V. Khadkikar, A. Chandra, A. Barry, and T. Nguyen, "Application of UPQC to protect a sensitive load on a polluted distribution network", in *Proc. 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Montreal, QC, Canada, June 2006, doi: 10.1109/PES.2006.1709522.

[42] R. J. Millnitz dos Santos, J. C. da Cunha, and M. Mezaroba, "A simplified control technique for a dual unified power quality conditioner", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, 2014.

[43] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, 3rd ed. Cambridge, USA: Cambridge University Press, 2015.

[44] Q. Xu, F. Ma, Z. He, and H. Xiao, "Analysis and control of M3C-based UPQC for power quality improvement in medium/high-voltage power grid", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, 2016.

[45] M. Diab, M. El-Habrouk, T. H. Abdelhamid and S. Deghedie, "Survey of Active Power Filters Configurations", *IEEE international conference on system, computation, automation and networking (icscan)*, Pondicherry, India, 2018, pp. 1-14, doi: 10.1109/ICSCAN.2018.8541225.

[46] M. Kesler and E. Ozdemir, "Simplified Control Method for Unified Power Quality Conditioner (UPQC)", *RE&PQJ*, vol. 1, no. 7, Apr. 2009.

[47] K. Kumar and I. Karuppasamy, "Design of Series Active Filter for Power Quality Improvement", in *2014 International Conference on Electronics, Communication and Computational Engineering (ICECCE)*, pp. 78-82, 2015, doi: 10.1109/ICECCE.2014.7086639.

[48] S. Biricik, "Design of Unified Power Quality Conditioner for Power Quality Improvement in Distribution Network", *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 6, pp. 47–52, 2018, doi: 10.17694/bajece.402009.

[49] B. S. Niranjan and D. Kumar, "Power Quality Improvement by Using UPQC in Wind Energy Conversion System", *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 8, no. 3, Mar. 2019.

[50] B. Han, B. Bae, S. Baek, and G. Jang, "New configuration of UPQC for medium-voltage application", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1438–1444, Jul. 2006, doi: 10.1109/TPWRD.2005.860235.

[51] S. A. González and M. I. Valla, "UPQC implemented with Cascade Asymmetric Multilevel Converters", *Electric Power Systems Research*, vol. 124, pp. 144–151, 2015.

[52] S. B. Shahapure, V. A. Kulkarni (Deodhar), and R. P. Hasabe, "Performance Analysis of Renewable Integrated UPQC", *International Journal of Electrical and Electronics Research (IJEER)*, vol. 10, no. 3, pp. 508–517, 2022, doi: 10.37391/IJEER.100318.

[53] V. Balaji and C. Subramanian, "Power quality management in electrical grid using SCANN controller-based UPQC", *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, vol. 72, no. 1, pp. 140257-140257, 2024, doi: 10.24425/bpasts.2022.140257.

[54] P. Deshpande, A. Shrivastava, and A. Khare, "Different Modeling Aspects and Energy Systems of Unified Power Quality Conditioner (UPQC): An Overview", *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 3, no. 2, 2013.

[55] Y. Pal, A. Swarup, and B. Singh, "A Novel Control Strategy of Three-phase, Four-wire UPQC for Power Quality Improvement", *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 7, no. 1, pp. 1–8, Jan. 2012.

[56] V. R. Illa, R. Senapati, and S. C. Swain, "Implementation of UPQC Alleviating Power Quality Issues in a Hybrid Grid Integrated System", *WSEAS Transactions on Power Systems*, vol. 16, pp. 316–335, 2021.

[57] B. S. Rao, N. Sowjanya, M. Bhaskararao, and S. Nagaraju, "Esa Based UPQC Controller to Improve Power Quality in Microgrid System", *International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)*, vol. 9, no. 2, Dec. 2019.

[58] B. Han, B. Bae, H. Kim, and S. Baek, "Combined Operation of Unified Power-Quality Conditioner With Distributed Generation", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 1, Jan. 2006.

[59] S. K. Khadem, M. Basu, and M. F. Conlon, "Integration of UPQC for Power Quality Improvement in Distributed Generation Network – A Review", in *Proc. ISGT Europe 2011*, Manchester, UK, Dec. 2011, doi: 10.1109/ISGTEurope.2011.6162813.

[60] A. Shrivastava, P. Deshpande, and A. Khare, "Integration of UPQC with PV Arrays for Power Quality Enhancement", *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, vol. 3, no. 2, Feb. 2014.

[61] D. Prathyusha and P. Venkatesh, "Power Quality improvement of a three phase four wire system using UPQC", *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 2, no. 4, Jul. 2015.

[62] J. Ye, *Optimal design and control implementation of unified power quality conditioner*, Doctoral thesis, Nanyang Technological University, Singapore, 2018.

[63] V. Khadkikar, A. Chandra, A. O. Barry, and T. D. Nguyen, "Steady state power flow analysis of unified power quality conditioner (UPQC)", in *Proc. 2005 International Conference on Industrial Electronics and Control Applications*, Quito, Ecuador, 2005, doi: 10.1109/ICIECA.2005.1644367.

[64] K. K. Swamy and G. Ramakrishna, "Comprehensive review on UPQC to enhance the Power quality at distribution levels", *International Journal of Advanced in Management, Technology and Engineering Sciences*, vol. 8, no. 1, Jan. 2018.

[65] D. M. Matlani and M. D. Solanki, "A Rigorous Overview of Unified Power Quality Conditioner for Alleviation of Power Quality Issues", *International Journal of Science and Research (IJSR)*, vol. 9, no. 6, Jun. 2020.

[66] S. Wang, L. Han, and K. Chen, "Comprehensive Coordinated Control Strategy of Virtual Synchronous Generators Under Unbalanced Power Grid", *Journal of Power Electronics*, vol. 19, pp. 1554–1565, 2019.

[67] D. Wu, Y. Che, and K. W. E. Cheng, "Design and performance of a shunt active power filter for three-phase four-wire system", in *Proc. IEEE Conference*, 2009, pp. 1–4.

[68] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Shunt Active Filters. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, Wiley-IEEE Press, 2007, pp. 109–220.

[69] A. Gheewala et al., "Load Balancing and Harmonic Elimination Using Distribution Static Synchronous Compensator (D-STATCOM)", *International Journal of Engineering and Techniques*, vol. 2, no. 2, pp. 30–35, Mar.–Apr., 2016.

[70] R. K. Patjoshi and K. K. Mahapatra, "Performance comparison of direct and indirect current control techniques applied to a sliding mode based shunt active power filter", in *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, IIT Bombay, Dec. 2013, pp. 1–5.

[71] S. D. Swain, P. K. Ray, and K. B. Mohanty, "Improvement of Power Quality Using a Robust Hybrid Series Active Power Filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 3490–3498, 2017.

[72] H. Komurcugil and S. Biricik, "Time-Varying and Constant Switching Frequency-Based Sliding-Mode Control Methods for Transformerless DVR Employing Half-Bridge VSI", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2570–2579, Apr. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2636806.

[73] F. Jiang et al., "Multilevel Cascaded-Type Dynamic Voltage Restorer With Fault Current-Limiting Function", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, pp. 1261–1269, 2016.

[74] E. Babaei, M. F. Kangarlu, and M. Sabahi, "Dynamic voltage restorer based on multilevel inverter with adjustable dc-link voltage", *IET Power Electronics*, vol. 7, pp. 576–590, 2014.

[75] A. Moghassemi and S. Padmanaban, "Dynamic Voltage Restorer (DVR): A Comprehensive Review of Topologies, Power Converters, Control Methods, and Modified Configurations", *Energies*, vol. 13, 2020, doi: 10.3390/en13164152.

[76] D. Wu, Y. Che, and K. W. E. Cheng, "Design and performance of a shunt active power filter for three-phase four-wire system", in *Proc. IEEE Conference*, 2009, pp. 1–4.

[77] F. Jonsson, *Design and Calibration of Integrated PLL Frequency Synthesizers*, M.S. thesis, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, Apr. 2008.

[78] Y. Xu, J. D. Kueck, L. M. Tolbert, and D. T. Rizy, "Voltage and Current Unbalance Compensation Using a Parallel Active Filter", in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, USA, 2007, pp. 2919–2925, doi: 10.1109/PESC.2007.4342485.

[79] R. Bachar, A. Golea, M. T. Benchouia, and M. Chebaani, "High-performance active power filter implementation based on predictive current control", *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, vol. 10, no. 1, pp. 277–287, Mar. 2019.

[80] M. H. Rashid (Ed.), *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications Handbook*, 3rd ed. ISBN 978-0-12-382036-5.

[81] H. Fujita and H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems – Series Connection of Passive and Active Filters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 1020–1025, 1991.

[82] M. McGranagham and D. Mueller, "Designing Harmonic Filters for Adjustable Speed Drives to Comply with IEEE-519 Harmonic Limits", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 5, no. 2, pp. 312–318, 1999.

[83] N. G. Hingorani and L. Gyugyi, *Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, IEEE Press, 2000.

[84] V. Soares, P. Verdelho, and G. Marques, "Active Power Filters Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current id-iq Method", in *Proc. IEEE-PESC*, Jun. 1997, pp. 1096–1108.

[85] S. Mendalek, K. Al-Haddad, L. A. Dessaint, and F. Fnaiech, "Nonlinear Control Strategy for a Shunt Active Power Filter," IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no. 2, pp. 42–45, June 2003.

[86] J. Matas et al., "Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 116–125, 2008.

[87] R. K. Patjoshi, K. Mahapatra, and V. R. Kolluru, *Real Time Implementation of Sliding Mode Based Direct and Indirect Current Control Techniques for Shunt Active Power Filter*, National Institute of Technology Rourkela, India, vol. 10, pp. 186–197, 2015.

[88] Rodríguez Monter, A., Bueno, E., Mayor, Á., Rodríguez, F., & Garcia-Cerrada, A., "Voltage support provided by STATCOM in unbalanced power systems", *Energies*, vol. 7, pp. 1003–1026, 2014, doi: 10.3390/en7021003.

[89] D. Chatterjee, G. Mandal, and M. Kharat, "Voltage Regulator Using PI Controller", *National Institute of Technology Tiruchirappalli*, 2018, doi: 10.13140/RG.2.2.26499.14885.

[90] T. B. Lazzarin and I. Barbi, "DSP-Based Control for Parallelism of Three-Phase Voltage Source Inverter", *IEEE Trans. Industr. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 749-759, 2013, doi: 10.1109/TII.2012.2223477.

[91] A. Shufian, S. Shib, D. Dipto, M. T. Rahman, N. Hannan, and S. A. Fattah, "Fuzzy logic-controlled three-phase dynamic voltage restorer for enhancing voltage stabilization and power quality", *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 166, p. 110517, 2025, doi: 10.1016/j.ijepes.2025.110517.

[92] S. Bukka, M. Y. M. Hakim, S. T. M, and S. G. Ankaliki, "Performance analysis of three phase shunt hybrid active power filter", *Int. J. Res. Eng. Technol.*, vol. 3, no. 3, Mar. 2014, eISSN: 2319-1163, pISSN: 2321-7308.

[93] Т. Мисак, "Аналіз стійкості системи стабілізації напруги на накопичувальному конденсаторі трифазного паралельного активного фільтра", *Технічна електродинаміка*, № 1, с. 12-17, 2023, doi: https://doi.org/10.15407/techned2023.01.012.

[94] К. Денисенко, В. Лесик, та Т. Мисак, "Вплив фільтра в каналі керування контуром стабілізації напруги накопичувального конденсатора на динаміку трифазного паралельного активного фільтра", *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, вип. 58, трав. 2021, с. 55-65.

[95] К. І. Денисенко, І. С. Кутрань, В. О. Лесик, та Т. В. Мисак, "Збільшення швидкодії контуру слідкування за напругою накопичувального конденсатора трифазного паралельного активного фільтра", *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, вип. 55, 2020.

[96] N. Prajapati, N. Shah, and Dr. Bhojani, "Power Quality Improvement using Different Types of Filters in Electrical Power System", *Int. J. Eng. Adv. Technol.*, vol. 9, pp. 2394-2400, 2019, doi: 10.35940/ijeat.F9224.109119.

[97] K. Konala, M. Rao, and S. Gawre, "Improvement of Power Quality Using Series Active Power Filter (SAPF)", in *Proc. 2020 IEEE Int. Students' Conf. Electr., Electron. Comput. Sci. (SCEECS)*, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/SCEECS48394.2020.151.

[98] M. Burbelo, O. Babenko, Y. Loboda, D. Lebed, O. K. Kolesnyt-skyj, S. J. Rakhmetullina, and M. Mussabekov, "Automatic adjustment of reactive power by FACTS devices under conditions of voltage instability in the electric network", *Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, vol. 13, no. 4, pp. 109–113, 2023, doi: https://doi.org/10.35784/iapgos.5377.

[99] Д. Ю. Лебедь, М. Й. Бурбело, Ю. В. Лобода, О. В. Бабенко, Ю. П. Войтюк, "Симетрування напруг і струмів розподільних електричних мереж за допомогою об'єднаного регулятора якості електроенергії", в *Матеріали V міжнародної науково-технічної конференції «ОПТИМАЛЬНЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОУСТАНОВКАМИ» (ОКЕУ 2021)*, Вінниця, 19–21 жовтня 2021 р. [Online]. Available: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/okeu/okeu2021/paper/view/13716.

[100] М. Й. Бурбело, О. М. Кравець, і Д. Ю. Лебедь, "Підвищення точності регулювання напруги на конденсаторі активного фільтра", *Вісник ВПІ*, вип. 1, с. 28–34, берез. 2022.

[101] М. Й. Бурбело, Ю. В. Лобода, і Д. Ю. Лебедь, "Система прямого керування струмом активного фільтра", *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 2, с. 69–75, 2021, doi: 10.31649/1997-9266-2021-155-2-69-75.

[102] М. Й. Бурбело, Д. Ю. Лебедь, і О. Р. Лещенко, "Оптимізація часу заряду/розряду конденсаторів активного фільтра під час коливань напруги", *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки*, т. 309, № 3, с. 119–124, 2022, doi: https://doi.org/10.31891/2307-5732-2022-309-3-119-124.

[103] М. Й. Бурбело і Д. Ю. Лебедь, "Розробка цифрового блоку схеми керування напругою конденсатора активного фільтра", в *Матеріали LI науково-технічної конференції підрозділів ВНТУ*, Вінниця, 31 травня 2022 р. [Online]. Available: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-feeem/all-feeem-2022/paper/view/15298.

[104] Д. Ю. Лебедь, "Розробка пристрою керування силовим активним фільтром на платформі ESP32", in *Збірник наукових праць 17-ої міжнародної конференції КУСС-2024*, Вінниця, 16–17 жовтня 2024 р. [Online]. Available: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mccs/mccs2024/paper/view/21931.

[105] G. B. Thomas, Jr., M. D. Weir, and J. Hass, *Thomas' calculus: early transcendentals*, 13th ed., revised by M. D. Weir and J. Hass. Massachusetts Institute of Technology: Pearson, 2013.

[106] W. L. Hallauer Jr., *Introduction to Linear, Time-Invariant, Dynamic Systems for Students of Engineering*, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2016.

[107] F. Taylor, *Digital Filters: Principles and Applications with MATLAB*. Wiley-IEEE Press, 2012, p. 320.

[108] F. Ronchi, A. Tilli, and L. Marconi, "Control of shunt active filter based on the internal model principle: Tuning procedure and experimental results", in *2003 European Control Conference (ECC)*, 2003, pp. 2327–2332.

[109] B.-M. Han, B.-Y. Bae, and S. J. Ovaska, "Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 576–584, Apr. 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.844222.

[110] J. Li, G. Deng, W. Wei, H. Wang, and Z. Ming, "Design of a real-time ECG filter for portable mobile medical systems", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 696–704, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2016.2612222.

[111] K. Ichige, M. Iwaki, and R. Ishii, "Accurate estimation of minimum filter length for optimum FIR digital filters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 47, pp. 1008–1016, Oct. 2000, doi: 10.1109/82.877143.

[112] M. Tohidian, I. Madadi, and R. Staszewski, "Analysis and design of a high-order discrete-time passive IIR low-pass filter", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, pp. 2575–2587, 2014, doi: 10.1109/JSSC.2014.2359656.

[113] ДСТУ EN 62586-2:2018, *Вимірювання якості електроенергії в системах електроживлення. Частина 2. Функційні випробування та вимоги щодо невизначеності* (EN 62586-2:2017, IDT; IEC 62586-2:2017, IDT).

[114] A. Qasim, F. Tahir, and A. Alsammak, "Voltage Sag, Voltage Swell and Harmonics Reduction Using Unified Power Quality Conditioner (UPQC) Under Nonlinear Loads", *Iraqi Journal for Electrical and Electronic Engineering*, vol. 17, no. 2, pp. 140–150, 2021, doi: 10.37917/ijeee.17.2.16.

[115] Y. Xu, X. Xiao, Y. Sun, and Y. Long, "Voltage sag compensation strategy for unified power quality conditioner with simultaneous reactive power injection", *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 4, 2016, doi: 10.1007/s40565-016-0183-x.

[116] Д. Ю. Лебедь and М. Й. Бурбело, "Аналіз помилок уніфікованого регулятора якості електроенергії", *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія «Енергетика: надійність та енергоефективність»*, т. 7, № 2, с. 42–48, 2023, doi: https://doi.org/10.20998/2224-0349.2023.02.03.

[117] М. Й. Бурбело і Д. Ю. Лебедь, "Дослідження ефективності схеми керування напругою конденсатора уніфікованого регулятора якості електроенергії для зменшення коливань напруги", *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, т. 166, № 1, с. 21–28, 2023, doi: https://doi.org/10.31649/1997-9266-2023-166-1-2128.

[118] М. Й. Бурбело і Д. Ю. Лебедь, "Аналіз ефективності роботи уніфікованого регулятора якості електроенергії для зменшення коливань напруги", в *Матеріали XVI Міжнародної конференції «Контроль і управління в складних системах (КУСС-2022)»*, Вінниця, 15–17 листопада 2022 р. [Online]. Available: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mccs/mccs2022/paper/view/16485.

[119] H. Okyere, M. Nibouche, H. Nouri, and O. Mrayat, "Application of DSPS and Microcontrollers in Voltage Source Inverters STATCOM Digital Designs: A Comparative Approach", in *Proc. 2007 IEEE Int. Conf. Signal Process. and Commun.*, ICSPC 2007, Dubai, 2007, pp. 321-324, doi: 10.1109/ICSPC.2007.4728320.

[120] S. Benavides Cordoba, J. Ortiz, J. Cano, N. Munoz, and J. López-Lezama, "Implementation of a Distribution Static Compensator D-STATCOM: Hardware and Firmware Description", *Scientia et technica*, vol. 24, pp. 555-561, 2020, doi: 10.22517/23447214.21601.

[121] M. J. Triana Figueroa, J. L. Diaz Rodriguez, and A. Pardo Garcia, "Single-phase D-STATCOM prototype based on the use of an Arduino nano controller", in *Leadership in Education and Innovation in Engineering in the Framework of Global Transformations: Integration and Alliances for Integral Development*, Buenos Aires, 2023, pp. 1031.

[122] M. Mangaraj and A. K. Panda, "DSTATCOM deploying CGBP based icos ϕ neural network technique for power conditioning", *Department of Electrical Engineering, National Institute of Technology*, Rourkela, India, received Aug. 24, 2016, accepted Nov. 13, 2016, available online Nov. 18, 2016, version of record Dec. 28, 2018.

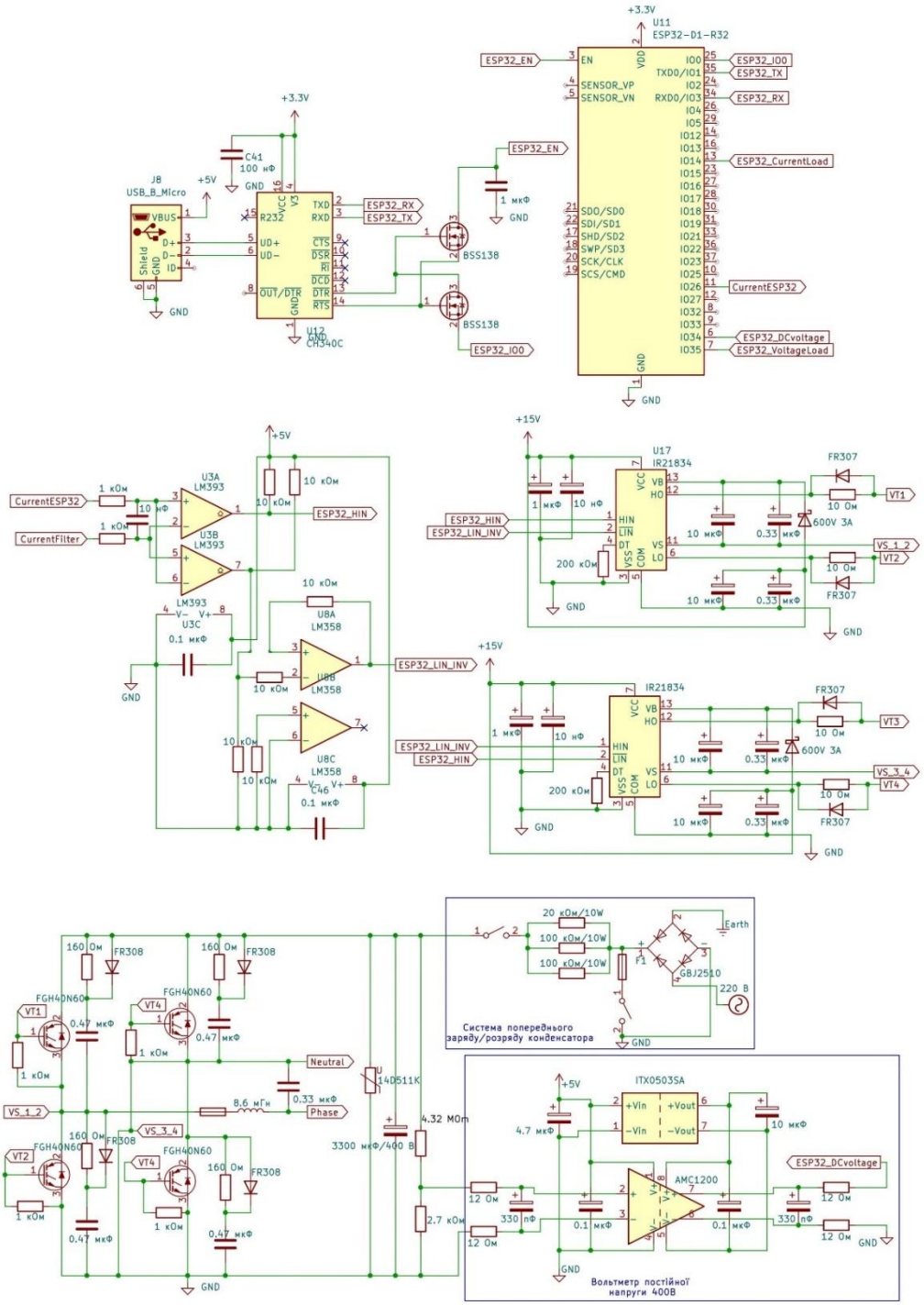
[123] Д. Ю. Лебедь, "Дослідження динаміки квазіперіодичних коливань у системах із застосуванням Unified Power Quality Conditioner", в *Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи (МН-2024)*, Вінниця, 20 травня 2024 р. [Online]. Available: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2024/paper/view/19937.

[124] Д. Ю. Лебедь, "Ефективність активного фільтра у зменшенні високочастотних шумів під час перехідних процесів у розподільчих електричних мережах", в *Матеріали LIII науково-технічної конференції підрозділів ВНТУ*, Вінниця, 20–22 березня 2024 р. [Online]. Available: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-feeem/all-feeem-2024/paper/view/ 19926.

ДОДАТКИ

Додаток А

Принципова схема однофазного силового активного фільтра



Додаток Б

Код для програмування ESP32

```
#include <driver/adc.h>
#include <driver/dac.h>
#include <MeanCalculator.h>
#include <RMSProcessor.h>
#include <cmath>
#include <WiFi.h>

const int currentLoad = 14;
const int voltageSource = 35;
const int DCvoltage = 34;

const float R1 = 6760.0, R2 = 11920.0;
const float R3 = 6710.0, R4 = 11930.0;
const float R5 = 6750.0, R6 = 11980.0;
const float R7 = 4317319.0, R8 = 2681.0;

const float V1 = 1.93, V2 = 1.3;
const float AMP1 = 325, AMP2 = -325;

inline float calculateAmplitude(float Vsource) {
    float slope = (AMP1 - AMP2) / (V1 - V2);
    float intercept = AMP1 - slope * V1;
    return slope * Vsource + intercept;
}

unsigned long previousMicrosCurrent = 0, previousMicrosVoltage = 0;
unsigned long previousMicrosFIR = 0, previousMicrosPWM = 0;
const unsigned long intervalSensors = 5, intervalFIR = 100, intervalPWM =
100;

float Ifilter = 0, Vdc = 0, Vamp = 0, Iload = 0, Vref = 340;
float dU = 0, FIRoutput = 0, Iref = 0;

float delayBuffer[300] = {0};
int delayIndex = 0;

float prevIntegrator = 0;
bool integratorReset = false;

MeanCalculator meanCalculator(2000); //Кількість зразків для усереднення
RMSProcessor rmsProcessor(2000); //Кількість зразків для середнього
квадратичного

void ReadCurrent() {
    int currentLoadRaw;
```

```
    esp_err_t status = adc2_get_raw(ADC2_CHANNEL_6, ADC_WIDTH_BIT_12,
&currentLoadRaw);
    float currentL = (2.45 / 4095.0) * currentLoadRaw * ((R3 + R4) / R4);
    Iload = (currentL - 2.24) / 0.066;
    Serial.println(Iload);
}

void ReadVoltage() {
    float Vsource = (2.45 / 4095.0) * adc1_get_raw(ADC1_CHANNEL_7) * ((R1
+ R2) / R2);
    Vamp = calculateAmplitude(Vsource);
    Vdc = ((2.45 / 4095.0) * adc1_get_raw(ADC1_CHANNEL_6) * ((R7 + R8) /
R8));
}

void calculateFIR() {
    dU = Vref - Vdc;
    float delayedSignal = delayBuffer[delayIndex];
    delayBuffer[delayIndex] = dU;
    delayIndex = (delayIndex + 1) % 300;

    if (dU < 0 && !integratorReset) {
        prevIntegrator = 0;
        integratorReset = true;
    } else if (dU >= 0) {
        integratorReset = false;
    }
    prevIntegrator += dU;

    static float x1 = 0;
    if (integratorReset) x1 = 0;
    float FIRoutputTemp = -0.35 * delayedSignal + x1;
    x1 = delayedSignal;

    float sqrtOutput = (FIRoutputTemp >= 0) ? sqrt(FIRoutputTemp) : -
sqrt(-FIRoutputTemp);
    FIRoutput = FIRoutputTemp - sqrtOutput;
}

void calculatePWM() {
    float power = Vamp * Iload;
    meanCalculator.addValue(power);
    rmsProcessor.addValue(Vamp);
    float meanPower = meanCalculator.getMean();
    float rmsVoltage1 = pow(rmsProcessor.getRMS(), 2);
    float Ploss = meanPower - FIRoutput;
    float RMSloss = Ploss / rmsVoltage1;
    float VoltageRMS = RMSloss * Vamp;
```

```
    Iref = Iload - VoltageRMS;

    float IrefVoltage = Iref * 0.066 + 1.65;
    int dacValue = (int)((IrefVoltage / 3.3) * 255.0);
    int dacValueShifted = constrain(dacValue, 0, 255);
    dac_output_voltage(DAC_CHANNEL_2, dacValueShifted);
}

void setup() {
    WiFi.mode(WIFI_OFF);
    Serial.begin(115200);
    adc1_config_width(ADC_WIDTH_BIT_12);
    adc1_config_channel_atten(ADC1_CHANNEL_7, ADC_ATTEN_DB_11);
    adc1_config_channel_atten(ADC1_CHANNEL_6, ADC_ATTEN_DB_11);
    adc2_config_channel_atten(ADC2_CHANNEL_6, ADC_ATTEN_DB_11);

    // Ініціалізація DAC згідно з документацією ESP-IDF
    dac_output_enable(DAC_CHANNEL_2); // DAC2 на GPIO26
}

void loop() {
    unsigned long currentMicros = micros();

    if (currentMicros - previousMicrosCurrent >= intervalSensors) {
        previousMicrosCurrent = currentMicros;
        ReadCurrent();
    }

    if (currentMicros - previousMicrosVoltage >= intervalSensors) {
        previousMicrosVoltage = currentMicros;
        ReadVoltage();
    }

    if (currentMicros - previousMicrosFIR >= intervalFIR) {
        previousMicrosFIR = currentMicros;
        calculateFIR();
    }

    if (currentMicros - previousMicrosPWM >= intervalPWM) {
        previousMicrosPWM = currentMicros;
        calculatePWM();
    }

}
```

Електронне наукове видання

Бурбело Михайло Йосипович

Лебедь Денис Юрійович

КЕРУВАННЯ СИЛОВИМИ АКТИВНИМИ ФІЛЬТРАМИ ЗА НАЯВНОСТІ КОЛИВАНЬ НАПРУГИ В РОЗПОДІЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ

Монографія

Видається в авторській редакції

Рукопис оформив *Д. Лебедь*

Оригінал-макет виготовлено в *РВВ ВНТУ*

Підписано до видання 30.01.2026 р.
Гарнітура Times New Roman.
Зам. № Р2026-005.

Вінницький національний технічний університет,
Редакційно-видавничий відділ.
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.
press.vntu.edu.ua;
Email: rvv@vntu.edu.ua
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2023 р.