

Інститут електродинаміки  
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки  
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Маруня Юлія Василівна**

УДК 621.311:621.316

**ДИСЕРТАЦІЯ**

**СИЛОВІ ГІБРИДНІ ФІЛЬТРИ ДЛЯ СИСТЕМ  
ДЕЦЕНТРАЛІЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ**

Спеціальність 05.09.12 – Напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело



Ю.В. Маруня

Науковий керівник

Волков Ігор Володимирович, доктор технічних наук,  
професор, член-кореспондент НАН України

Київ – 2021

## АНОТАЦІЯ

*Маруня Ю.В.* Силові гібридні фільтри для систем децентралізованого електропостачання. – Кваліфікаційна робота на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.012 «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» – Інститут електродинаміки Національної академії наук України, Київ, 2021 р.

Дисертаційна робота присвячена розвитку принципів побудови, вдосконалення структур та оптимізації елементів силових фільтрів, спрямованих на забезпечення електромагнітної сумісності однофазних мостових випрямлячів з активним навантаженням та ємнісним фільтром у системах обмеженої потужності.

Забезпечення заданих вимог до електромагнітної сумісності мережі живлення з навантаженнями є одним з напрямків забезпечення надійності функціонування систем електропостачання (СЕР) електроприладів різноманітного призначення, особливо, за умови застосування децентралізованих мереж обмеженої потужності. При цьому важливою тенденцією, що визначає вибір структур електропостачання, є зростаючі вимоги до якості вхідного струму споживачів. Відомі технічні рішення базуються на використанні пасивних або активних фільтрів, причому останні представлено паралельними активними коректорами форми струму (АКФС) та перетворювачами з активним формуванням вхідного струму. Ці рішення характеризуються різними властивостями, що пов'язані зокрема з часткою перетвореної активним фільтром потужності, рівнем приглушення вищих гармонік струму, встановленою потужністю реактивних елементів, можливістю їх застосування для груп нелінійних споживачів тощо. Створення спеціальних пристроїв, що забезпечують узгодження нелінійних навантажень з мостовими випрямлячами на вході з мережею живлення обмеженої потужності, передбачає, з однієї сторони, вибір раціональних структур пасивних чи активних фільтрів, з іншої

сторони, необхідне проведення оптимізації їх елементів в залежності від заданих показників якості з урахуванням параметрів мережі та навантаження.

У дисертації до розгляду прийнято підхід, за яким силовий фільтр під'єднується до входу мостового випрямляча, що споживає нелінійний струм. На основі проведеного аналізу існуючого стану досліджень питань покращення електромагнітної сумісності однофазних мостових випрямлячів з активним навантаженням та ємнісним фільтром у системах децентралізованого електропостачання обґрунтовано доцільність розвитку принципів побудови силових фільтрів для забезпечення електромагнітної сумісності таких випрямлячів з мережею живлення обмеженої потужності.

В роботі проаналізовано шляхи вирішення проблем електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням за умови живлення від децентралізованої *СЕР*, яка характеризується обмеженою потужністю, та досліджено тенденції розвитку та особливості побудови силових гібридних фільтрів, в наслідок чого обрано структури на основі індуктивно-ємнісних перетворювачів для побудови пасивних фільтрів з властивостями джерела струму, а також широкосмугового *ЛМС*-фільтра та активного коректора форми струму, що можуть функціонувати як окремо, так і у складі гібридної структури. Для цих структур вирішено багатofакторні задачі параметричної оптимізації, що дало змогу забезпечити заданий рівень електромагнітної сумісності мережі живлення та нелінійних навантажень за умови мінімальних вартості та встановленої потужності силових фільтрів. На підставі вивчення властивостей, недоліків та переваг цих фільтруючих пристроїв визначено умови та принципи побудови силових гібридних фільтрів як основи комплексного підходу при їхній розробці.

Шляхом імітаційного моделювання та натурних експериментів встановлено залежності показників якості електроенергії силових фільтрів при зміні активного навантаження на виході однофазних мостових випрямлячів з ємнісним фільтром, що дозволило визначити рівень електромагнітної сумісності нелінійного споживача з мережею живлення.

В електротехнічних системах нерідко виникають ситуації, коли встановлена потужність фільтруючих пристроїв розраховується на максимальне значення навантаження, проте споживачі електроенергії працюють з неповною потужністю, наприклад, за умовами виконання технологічного циклу або у зв'язку з частковим зниженням рівня електроспоживання групи навантажень через відмикання частини споживачів. Тому на основі теорії планування цілеспрямованих експериментів досліджено режими роботи *ЛМС*-фільтра та активного коректора з урахуванням режимів зміни навантаження на виході випрямляча, а також проведено оптимізацію елементів цих силових фільтрів.

В ході досліджень з'ясовано, що при застосуванні *ЛМС*-фільтра на вході випрямляча в кривій споживаного струму спостерігаються комутаційні сплески, до того ж параметри цього сплеску суттєво впливають на встановлену потужність елементів *АКФС*. Шляхом імітаційного моделювання встановлено, що введення в широкосмуговий *ЛМС*-фільтр додаткової обмотки, що включається узгоджено з основною, дозволяє позбутися комутаційного сплеску в струмі споживання випрямної установки і, таким чином, зменшити частоту модуляції *АКФС*, що працює разом із зазначеним *ЛМС*-фільтром у складі гібридного пристрою.

Оскільки елементи силової частини *АКФС* є одними з тих, які визначають вартість, втрати потужності та масогабаритні показники *АКФС*, проведено оптимізацію електромагнітних вузлів – реакторів з різними матеріалами осердь для поліпшення їх параметрів. Було визначено оптимальний варіант матеріалу осердь реакторів *АКФС*, розрахованого на амплітудне значення струму  $50\text{ А}$ . Як матеріали осердь електромагнітних вузлів обрано такі: електротехнічну сталь *Е 360А* з товщиною стрічки  $0,08\text{ мм}$ , аморфний сплав *2605 SA1*, ферит фірми «Teratron» з матеріалом осердя *CF 196*. Розрахунки реакторів проводилися з урахуванням того, що через ці осердя проходять магнітні потоки різної частоти (частоти мережі живлення і частоти модуляції з максимальним значенням  $F_{max} = 20\text{ кГц}$ ). Остання визначає втрати в осердях,

а на частоті мережі живлення визначається лінійність реакторів при струмі насичення  $60A$ . Було розраховано три варіанти реакторів з різними матеріалами осердь і визначено їх основні параметри: вагу, габаритні розміри, втрати в міді та в осерді. Два варіанти з матеріалом осердь з електротехнічної сталі  $E 360A$  з товщиною стрічки  $0,08$  мм і аморфним сплавом  $2605 SA1$  було виготовлено та випробувано на лінійність вольт-амперної характеристики та у складі  $AK\Phi C$ . Теоретичні та експериментальні дослідження реакторів дозволили обрати оптимальні за комплексом вимог (вага, габаритні розміри, втрати, вартість) матеріали осердь. Для силового реактора  $L$  активного коректора, як матеріал осердя, обрано аморфний сплав  $2605 SA1$ , а для реактора високочастотного фільтра струму  $L1$  – електротехнічну сталь  $E 360A$  з товщиною стрічки  $0,08$  мм.

Наступним кроком було проведено дослідження однофазних та трифазних гібридних фільтрів на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням. При розробці гібридної конфігурації фільтра розглядалась задача з'ясування можливості зниження вартості гібридного фільтра зі збереженням головної переваги  $AK\Phi C$  – здатності забезпечити задану якість фільтрації гармонік струму при будь-якому навантаженні. Для цього досліджено трифазний варіант системи обмеженої потужності з мостовим випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням потужністю  $250$  кВт та визначено вплив пасивної частини гібридної структури на встановлену потужність активної. Встановлено оптимальні співвідношення вартості елементів структури на основі активного коректора та  $LMC$ -фільтра з урахуванням заданої величини  $THD_I$  та спектру споживаного з мережі струму на вході зазначеного фільтра, при цьому за рахунок введення пасивних елементів фільтра досягається зниження встановленої потужності активного коректора відносно загальної потужності нелінійного споживача. Встановлено нові залежності величини номінального струму силового реактора  $AK\Phi C$ , який функціонує у комплексі з лінійним реактором на вході мостового випрямляча, від внутрішнього опору короткого замикання мережі живлення при заданому

значенні  $THD_I < 3\%$ , що дало змогу оптимізувати елементи коректора за показниками встановленої потужності за умови забезпечення заданого значення  $THD_U < 8\%$ .

Розвинуто метод керування силовими ключами активного коректора шляхом вмикання пари силових ключів по діагоналі мостового перетворювача на інтервалі накопичення енергії та вмикання пари силових ключів нижньої групи на інтервалі віддачі, що дозволяє зменшити частоту імпульсної модуляції струму в реакторі  $AK\Phi C$ , кількість керованих напівпровідникових елементів та втрати при їх комутації.

Було вперше проведено дослідження електромагнітних процесів в однофазному мостовому випрямлячі з ємнісним фільтром та активним навантаженням при живленні безпосередньо від індуктивно-ємнісних перетворювачів. Проведено параметричну оптимізацію пасивних фільтрів на основі індуктивно-ємнісних перетворювачів при активному навантаженні та згладжуючому пульсації ємнісному фільтрі випрямляча шляхом визначення впливу такого навантаження на величини встановлених потужностей реактивних елементів, що дало змогу виявити найкращий з позицій електромагнітної сумісності перетворювач за схемою  $TI-LCL$ .

Розроблено рекомендації для раціонального вибору структур та розрахунків силових фільтрів для забезпечення електромагнітної сумісності нелінійних навантажень.

Результати, які отримано за допомогою імітаційних моделей, перевірено на відповідність з експериментальними даними та встановлено розбіжність менше 5%, що свідчить про їх адекватність та можливість використання для подальших досліджень при інших значеннях активного навантаження мостового випрямляча з ємнісним фільтром.

*Ключові слова:* електромагнітна сумісність, системи електропостачання обмеженої потужності, гібридний фільтр, активний коректор форми струму, мостовий випрямляч,  $LMS$ -фільтр.

*Список публікацій здобувача*

1. Визначення коефіцієнтів перетворення струмопараметричного мостового однофазного випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С.43-48. (Особистий внесок – розрахунок коефіцієнтів перетворення струмопараметричного мостового однофазного випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням).

2. Оптимізація індуктивно-ємнісного перетворювача з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Технічна електродинаміка*. 2019. №6. С.25–29. (Особистий внесок – розрахунок питомих потужностей електромагнітних елементів ІЄП за схемою Г1-ЛС з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням).

3. Якісні характеристики однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром при живленні від джерела струму/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В. *Технічна електродинаміка*. 2020. №2. С.23–27. (Особистий внесок – розрахунок питомих потужностей електромагнітних елементів ІЄП за схемою Т1-LCL, проведення експерименту на макеті).

4. Волков І.В., Подольний С.В., Маруня Ю.В. Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу. *Технічна електродинаміка*. 2020. №3. С.40–45.(Особистий внесок – імітаційне дослідження пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму).

5. Сравнительный анализ Г-образных индуктивно-емкостных преобразователей СL-вида по установленной мощности реактивных элементов/ Спірін В.М., Кабан В.П., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В. Матвеев В.Ю. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2015. Вип.42. С. 101-104. (Особистий

внесок – проведення порівняльного аналізу Г-подібних індуктивно-ємнісних перетворювачів СL-виду за встановленою потужністю реактивних елементів).

6. Дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження/ Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип.43. С. 96-101. (Особистий внесок – імітаційне дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження, експериментальне дослідження на макеті).

7. Дослідження роботи пасивного LMC-фільтра при малій потужності навантаження/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 46. С. 81-84.(Особистий внесок – імітаційне дослідження роботи пасивного LMC-фільтра при малій потужності навантаження, експериментальне дослідження на макеті).

8. Покращення електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С. В. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип.50. С. 83-87. (Особистий внесок – імітаційне дослідження ІЄП по схемі Г1-LC з мостовим випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням, експериментальне дослідження на макеті імітаційне дослідження ІЄП по схемі Г1-LC з мостовим випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням, експериментальне дослідження на макеті).

9. Маруня Ю.В. Однофазний гібридний фільтр на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. Вип. 55. С. 11-15.

10. Оптимізація елементів активного коректора форми струму у складі гібридного фільтру алгоритмами переключення транзисторів інвертора/ Спірін В.М., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. *Технічна електро-*

*динаміка*. 2020. №6. С.21–24. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми сучасної електротехніки», м.Київ, 2020 р.

11. Оптимізація електромагнітних вузлів –реакторів з різними матеріалами осердь для активних коректорів форми струму/ Спирін В.М., Комаров М.С., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. №4. С.71-74. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка і енергоефективність», м. Одеса, 2016 р.

12. Губаревич В.Н., Маруня Ю.В. Однофазный широкополосный ЛМС-фильтр на входе выпрямителя с емкостной нагрузкой. *Вісник НТУ "Харківський політехнічний інститут"*. 2015. Вип. 12 (1121). С. 398-401. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка і енергоефективність», м. Харків, 2015 р.

13. Волков И.В., Маруня Ю.В. Однофазно-трехфазные фильтры гармоник тока. *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит*. 2013. №8 (114). С. 241-243. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка і енергоефективність», м. Алушта, 2013 р.

14. Маруня Ю.В. Моделирование индуктивно-емного перетворювача з однофазним мостовим випрямлячем, активним навантаженням та ємнісним фільтром. *Зб. тез XXXVIII науково-технічної конференції молодих вчених та спеціалістів Інституту проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України*, м. Київ, 15 травня 2020 р. / ІПМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України. 2020. С. 48-51.

## ANNOTATION

*Marunia Yu.V.* The power hybrid filters for decentralized power supply systems. – Qualification scientific work with the manuscript copyright.

The thesis for a candidate of technical sciences degree in specialty 05.09.12 «Semiconductor converters of the electric power». – Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, 2021.

The dissertation is devoted to the development of the principles of construction, improvement of structures and optimization of power filter elements aimed at ensuring electromagnetic compatibility of single-phase bridge rectifiers with active load and capacitive filter in systems of limited power.

Providing the given requirements for electromagnetic compatibility of a power supply with loads is one of the directions for ensuring the reliability of the electricity supply of electrical appliances of various purpose, especially, provided the use of decentralized networks of limited power. In this case, an important tendency that determines the choice of power supply structures, is growing requirements for the quality of the consumer current. Known technical solutions are based on the use of passive or active filters, and the latter are represented by parallel active correctors of current forms and converters with active input current formation. These solutions are characterized by different properties that are connected in particular with the proportion of the transformed power filter, a level of muffling of higher current harmonics, established by the power of reactive elements, the possibility of their use for groups of nonlinear consumers, etc.

Creation of special devices that ensure the coordination of nonlinear loads with bridge rectifiers at the entrance to the power supply of limited power, provides for, on one side, the choice of rational structures of passive or active filters, on the other hand, it is necessary to optimize their elements depending on the specified quality indicators, taking into account network parameters and load.

In the dissertation considers an approach in which the power filter is connected to the input of a bridge rectifier that consumes nonlinear current. Based on the analysis of the existing state of researches of improving the electromagnetic compatibility of single-phase bridge rectifiers with active loading and capacitive filter in decentralized power supply systems, it is substantiated the expediency of developing the principles of constructing power filters to provide electromagnetic compatibility of such rectifiers with a power supply network with a limited power supply.

The ways of solving the problems of electromagnetic compatibility of a single-phase bridge rectifier with a capacitive filter and an active load of a decentralized power supply system, which is characterized by a limited power, has been analyzed and investigated trends in development and features of construction of power hybrid filters, as a result of it was considered the structures which based on inductive-capacitive converters for the construction of passive filters with the properties of the current source, as well as a broadband *LMC*-filter and active current shape corrector, which can operate both separately and as part of a hybrid structure. For these structures, multifactor parametric optimization problems were solved, which made it possible to ensure a given level of electromagnetic compatibility of the power supply network and nonlinear loads under conditions of minimum cost and installed power of power filters. Based on the study of properties, disadvantages and advantages of these filtering devices, the conditions and principles of constructing power hybrid filters as the basis of a comprehensive approach in their development are determined.

By simulating modeling and field experiments, the dependence of the quality of power filters, power filters is determined when changing the active load at the output of single-phase bridge rectifiers with a capacitive filter, which allowed to determine the level of electromagnetic compatibility of a nonlinear consumer with a power supply.

In electrical engineering systems often arise situations when the installed power of filtering devices is calculated on the maximum load value, but consumers

of electricity work with incomplete capacity, for example, under the conditions of the technological cycle or in connection with a partial decrease in the level of electricity consumption of the load group due to the closing of the part of consumers. Therefore, on the basis of the theory of planning of targeted experiments, the modes of operation of the *LMC* filter and active corrector, taking into account the modes of changes in the load on the output of the rectifier, and optimization of elements of these power filters are investigated.

By simulating modeling, it is established that the introduction into a broadband *LMC* filter of an additional winding that is included in the main, allows you to get rid of the switching burst in the current of the rectifiable installation consumption and, thus, reduce the frequency of modulation of the active correction that works together with the specified *LMC* filter in the structure of a hybrid device.

Since the elements of the power part of the active corrector are among those that determine the value, power losses and the massacarity indicators of the active corrector, optimization of electromagnetic elements - reactors with different materials of core to improve their parameters. The optimal variant of the factor of the active corrector reactors was determined, which was calculated on the amplitude value of current 50 A. As materials of the core of electromagnetic elements were selected: electrotechnical steel E 360A with a tape thickness 0.08 mm, amorphous alloy 2605 SA1, ferrite firms "Teratron" with a core material CF 196. The calculations of reactors were carried out taking into account that the magnetic streams of different frequencies are carried out (frequency of the power supply and modulation frequency with the maximum value of  $F_{max} = 20$  kHz). The last frequency mentioned determines the losses in cores, and on the frequency of the power supply network determines the linearity of reactors with a saturation current of 60A. Three variants of reactors with different materials are created and their main parameters are determined: weight, overall dimensions, losses in copper and in the core. Two variants with a core of electrotechnical steel E 360A with a tape thickness of 0.08 mm and an amorphous alloy 2605 SA1 was manufactured and tested

on the linearity of the volt-ampere characteristic and in the active corrector. Theoretical and experimental studies of reactors allowed to choose the optimal requirements (weight, overall dimensions, losses, cost) materials of core.

For a power reactor  $L$  active corrector, such as a core material, an amorphous alloy 2605 SA1 is selected, and for a high-frequency current filter  $LI$  - electrotechnical steel E 360A with a tape thickness of 0.08 mm.

The next step was conducted by the study of single-phase and three-phase hybrid filters at the rectifier input with a capacitive filter and active load.

When developing a hybrid configuration of the filter, the task of finding out the possibility of reducing the cost of a hybrid filter with the preservation of the main advantage of an active reactor - the ability to provide a given quality of filtration of the harmonics of current at any load.

For this purpose, a three-phase variant of a limited power system with a bridge rectifier, a capacitive filter and an active load of 250 kW power and an ultimate passive part of the hybrid structure on the established power is determined. There was determined the new dependences of the rated current of the power reactor of the active corrector, which operates in combination with the linear reactor at the input of the bridge rectifier, from the internal short-circuit resistance of the power supply network at a given value  $THD_I < 3\%$ , which made it possible to optimize the corrector elements according to the indicators of the installed power, provided that the set value  $THD_U < 8\%$ . The optimal ratio of the cost of elements of the structure based on the active current shape corrector and broadband  $LMC$ -filter was determined, taking into account the specified value of  $THD_I$  and the spectrum of current consumed from the network at the input of the specified filter, and at the same time due to introduction of passive elements of the filter reduction of the installed power of the active corrector concerning the general power of the nonlinear consumer was reached.

It was performed a method for controlling the power switches of the active corrector by turning on a pair of power switches on the diagonal of the bridge con-

verter in the interval of energy storage and turning on a pair of power switches of the lower group on the interval of recoil , which allows to reduce the frequency of pulsed current modulation in the reactor of active corrector, the number of controlled semiconductor elements and losses during their switching.

For the first time there was a study of electromagnetic processes in a single-phase bridge rectifier with a capacitive filter and an active load with feeding directly from inductive-capacitive transducers.

Parametric optimization of passive filters based on inductive-capacitive converters under active load and pulsation smoothing rectifier filter was performed by determining the effect of such a load on the values of the installed power of reactive elements, which allowed to identify the best converter according to the scheme *TI-LCL* from the position of electromagnetic compatibility.

Recommendations for rational choice of structures and calculations of power filters to ensure electromagnetic compatibility of nonlinear loads are developed in this work.

The results obtained by simulation models are checked for compliance with experimental data and a difference between less than 5% is established, indicating their adequacy and possibility of use for further research with other values of the active load of the bridge rectifier with a capacitive filter.

*Keywords:* electromagnetic compatibility, power supply systems of limited power, hybrid filter, active current shape corrector, bridge rectifier, *LMC*-filter.

## ЗМІСТ

|                                |   |    |
|--------------------------------|---|----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ..... |   | 18 |
| ВСТУП .....                    |   | 19 |
| РОЗДІЛ 1                       | ОГЛЯД УНІВЕРСАЛЬНИХ ФІЛЬТРІВ З ПОКРАЩЕНИМИ ПОКАЗНИКАМИ ЯКОСТІ СТРУМУ СПОЖИВАННЯ ДЛЯ НЕЛІНІЙНОГО НАВАНТАЖЕННЯ.....   | 27 |
|                                | 1.1 Шляхи вирішення проблем електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням, ємнісним фільтром з мережею живлення ..... | 27 |
|                                | 1.2 Однофазний широкосмуговий <i>LMC</i> -фільтр на вході випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром.....                                       | 33 |
|                                | 1.3 Однофазно- трифазні фільтри гармонік на вході випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром .....  | 37 |
|                                | 1.4 Силкові активні фільтри на вході випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром .....   | 40 |
|                                | 1.5 Умови та принципи побудови силових гібридних фільтрів в системах обмеженої потужності .....   | 50 |
|                                | 1.6 Висновки до розділу 1 .....   | 54 |
| РОЗДІЛ 2                       | ВИЗНАЧЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ФУНКЦІОНУВАННЯ ПАСИВНИХ ТА АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ НА ВХОДІ ВИПРЯМЛЯЧА З ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ ТА АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ.....                   | 55 |
|                                | 2.1 Дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження .....   | 55 |
|                                | 2.2 Дослідження роботи пасивного <i>LMC</i> -фільтра при малій потужності навантаження .....  | 64 |
|                                | 2.3 Оптимізація електромагнітних вузлів – реакторів з різними   |    |

|          |   |     |
|----------|---|-----|
|          | матеріалами осердь для активних коректорів форми струму ....  | 69  |
|          | 2.4 Дослідження <i>LMC</i> -фільтру у складі однофазного гібридного фільтру на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням ..... | 74  |
|          | 2.5 Висновки до розділу 2 .....   | 79  |
| РОЗДІЛ 3 | ГІБРИДНІ ФІЛЬТРИ НА ВХОДІ ВИПРЯМЛЯЧА З ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ ТА АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ.....   | 81  |
|          | 3.1 Однофазний гібридний фільтр на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням .....   | 81  |
|          | 3.2 Оптимізація елементів активного коректора форми струму у складі гібридного фільтру алгоритмами переключення транзисторів інвертора .....        | 86  |
|          | 3.3 Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу .....                    | 92  |
|          | 3.4 Висновки до розділу 3 .....   | 101 |
| РОЗДІЛ 4 | РЕЗОНАНСНІ ФІЛЬТРИ З МОСТОВИМ ОДНОФАЗНИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ, ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ ТА АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ.....  | 103 |
|          | 4.1 Порівняльний аналіз $\Gamma$ -подібних індуктивно-ємнісних перетворювачів <i>LC</i> -виду за встановленою потужністю реактивних елементів ..... | 103 |
|          | 4.2 Покращення електромагнітної сумісності однофазного випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням ....                                | 107 |
|          | 4.3 Визначення коефіцієнтів перетворення мостового однофазного випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням .....                       | 113 |
|          | 4.4 Оптимізація індуктивно-ємнісного перетворювача з  |     |

|  |     |
|--|-----|
| мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів .....         | 121 |
| 4.5 Якісні характеристики однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром при живленні від джерела струму ..... | 129 |
| 4.6 Мостовий індуктивно-ємнісний перетворювач з однофазним мостовим випрямлячем, активним навантаженням та ємнісним фільтром.....              | 140 |
| 4.7 Висновки до розділу 4 .....  | 149 |
| ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ .....  | 151 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....  | 155 |
| ДОДАТОК А СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ.....                               | 170 |
| ДОДАТОК Б АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ.....  | 173 |

**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ**

|      |                                     |
|------|-------------------------------------|
| СЕП  | - системи електропостачання;        |
| ЕМС  | - електромагнітна сумісність;       |
| АКФС | - активний коректор форми струму;   |
| ІСП  | - індуктивно-ємнісний перетворювач; |
| ПФ   | - пасивний фільтр;                  |
| ГФ   | - гібридний фільтр;                 |
| АФ   | - активний фільтр                   |
| ЕРС  | - електрорушійна сила               |
| ШІ   | - широкий імпульс                   |
| ВІ   | - вузький імпульс                   |

## ВСТУП

Велика кількість електротехнічних пристроїв: від автономних інверторів, зварювальних та інших технологічних установок, регульованих електроприводів, сучасних освітлювальних систем до промислового, побутового та офісного обладнання здійснюють живлення свого навантаження від мостових випрямлячів. При цьому відбувається погіршення параметрів якості споживаної електроенергії, адже мостовий випрямляч споживає несинусоїдальний струм, виступаючи потужним нелінійним навантаженням для систем електропостачання (*СЕР*). Водночас постійно зростаючий попит на електричну енергію викликає необхідність введення в дію нових генеруючих потужностей, що призводить до збільшення альтернативних джерел розосередженої генерації – установок порівняно малої потужності (до 10 МВт). Широке впровадження їх в енергосистему перетворює централізовану пасивну *СЕР* в децентралізовану активну *СЕР*.

Важливою і основною вимогою забезпечення ефективності функціонування та експлуатації децентралізованої *СЕР* як системи з обмеженою потужністю є дотримання нормованого рівня параметрів якості електричної енергії. Тому електромагнітна сумісність (*ЕМС*) мостових випрямлячів з децентралізованими *СЕР* є обов'язковою.

Значний вклад у вирішення проблеми підвищення якості електроенергії та забезпечення *ЕМС* споживачів в децентралізованих системах електропостачання внесли відомі вітчизняні та зарубіжні вчені: О.В. Кириленко, А.К. Шидловський, Г.Г. Півняк, І.В. Волков, А.Ф. Жаркін, І.П.Кондратенко, В.Г. Кузнецов, В.М. Михальський, А.А. Щерба, І.В. Жежеленко К.О. Липківський, В.О. Новський, Г.Г. Жемеров, В.Я. Жуйков, М.С. Комаров, Я.В. Щербак, В. Г.Ягуп, С.П.Денисюк, І.Ф. Домнін, Ю.Л. Саєнко, Г.С. Зінов'єв, В.І Кочкін, J.Arrillaga, L. Juogyi, M. Depenbrock, H. Akagi, H. Watanabe, S. Singer, D. Paice, F.Peng, T.Kataoka та ін.

### Обґрунтування вибору теми досліджень.

Забезпечення заданих вимог до електромагнітної сумісності джерел живлення є одним з напрямків забезпечення надійності функціонування систем електропостачання електроприладів різноманітного призначення, особливо, за умови застосування децентралізованих мереж живлення обмеженої потужності. При цьому важливою тенденцією, що визначає вибір структур електропостачання, є зростаючі вимоги до якості вхідного струму споживачів. Відомі технічні рішення базуються на використанні пасивних або активних фільтрів, причому останні представлено активними коректорами форми струму (АКФС) та перетворювачами з активним формуванням вхідного струму. Ці рішення характеризуються різними властивостями, що пов'язані зокрема з часткою перетворюваної активним фільтром потужності, рівнем приглушення вищих гармонік, встановленою потужністю реактивних елементів, можливістю їх застосування для груп нелінійних споживачів.

Створення спеціальних пристроїв, що забезпечують узгодження нелінійних навантажень з мостовими випрямлячами на вході з мережею живлення обмеженої потужності, передбачає, з однієї сторони, вибір раціональних структур пасивних чи активних фільтрів, з іншої сторони, необхідне проведення оптимізації їх елементів в залежності від заданих показників якості з урахуванням параметрів мережі та навантаження. Раціональне вирішення такої задачі за умови мінімальних вартості та встановленої потужності обладнання можливе шляхом формування комбінованих структур, що складаються з широкосмугових *ЛМС*-фільтрів та *АКФС*, які встановлюються на вході мостового випрямляча з активним навантаженням та згладжуючим пульсації струму ємнісним фільтром чи навіть на вході групи таких споживачів, та визначення оптимального співвідношення внесків в ефект приглушення вищих гармонік за рахунок дії пасивного та активного фільтруючих пристроїв. У разі необхідності реалізації джерела випрямленого струму  $I_H = const$  для активного навантаження з ємнісним фільтром раціональним рішенням є вибір ін-

дуктивно-ємнісного перетворювача (*ІЄП*), що одночасно виконує функцію фільтра вищих гармонік вхідного струму.

Тому розробка та вдосконалення силових фільтрів для забезпечення електромагнітної сумісності випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром за умови живлення від мережі обмеженої потужності є актуальною науковою задачею.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися в Інституті електродинаміки НАН України відповідно до планів досліджень науково-дослідних робіт за темами: : Розвиток теорії та створення засобів забезпечення електромагнітної сумісності споживачів в системах децентралізованої генерації електроенергії «Децентралізація» (Постанова Бюро ВФТПЕ НАНУ від 27.09.11 р., протокол №12, № ДР 0111U009251); Розробка електронного та електротехнічного обладнання для нової технології плавлення та обробки скла та гірських порід індукційними струмами середнього діапазону частот «Розплав» (Постанова Бюро ВФТПЕ НАН України від 05.07.2016 р., протокол №11, № ДР 0117U002584). При виконанні цих робіт автор обґрунтував напрямки досліджень і розробив принципи побудови структур для електромагнітної сумісності мостового випрямляча з активним навантаженням і ємнісним фільтром.

**Мета і задачі досліджень.** Метою дисертаційної роботи є розвиток принципів побудови структур та розроблення математичних моделей силових фільтрів, визначення їх ефективності для забезпечення електромагнітної сумісності однофазних мостових випрямлячів з активним навантаженням та ємнісним фільтром в системах децентралізованого електропостачання.

*Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити такі основні задачі:*

- визначити базові структури пасивних та активних (напівпровідникових) пристроїв фільтрації струмів для їх встановлення на вході нелінійних споживачів;

- розробити імітаційні моделі для дослідження пасивних  $L$ - та широкопasmових  $LMC$ -фільтрів,  $ІЄП$  та  $AKFC$  на вході випрямляча, а також гібридних структур із застосуванням активних та пасивних пристроїв;

- вивчити властивості та провести оптимізацію параметрів пасивних  $L$ - та широкопasmових  $LMC$ -фільтрів на вході випрямляча, що функціонують, як окремо, так і у складі гібридних структур;

- провести параметричну оптимізацію елементів активного коректора та вдосконалити алгоритм комутації силових ключів;

- провести порівняльний аналіз властивостей  $\Gamma$ -,  $T$ - та  $M$ -подібних  $ІЄП$  для виявлення оптимальних рішень щодо електромагнітної сумісності випрямлячів з активним навантаженням та згладжуючим пульсації ємнісним фільтром на виході;

- провести дослідження силових фільтрів для перевірки показників якості споживаної від мережі енергії, використовуючи теорію планування цілеспрямованих експериментів;

- провести порівняльний аналіз та розробити рекомендації щодо практичного

застосування структур силових фільтрів, а також вибору та розрахунків їхніх структурних елементів.

*Об'єкт дослідження* – мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром в системі децентралізованого електропостачання.

*Предмет досліджень* – залежності показників якості електричної енергії від параметрів навантаження та елементів гібридних та резонансних фільтрів за умови живлення від децентралізованої мережі.

**Методи досліджень.** Вирішення поставлених у дисертаційній роботі задач ґрунтується на положеннях теоретичної електротехніки, теорії електричних кіл з напівпровідниковими перетворювачами енергії, теорії планування цілеспрямованих експериментів, методах математичного та фізичного моделювання. Підтвердження достовірності результатів теоретичних досліджень забезпечено комп'ютерним імітаційним моделюванням електромагні-

тних процесів і натурними експериментами.

### **Наукова новизна отриманих результатів.**

1. Розвинуто принципи побудови гібридних фільтрів для споживачів електроенергії у вигляді випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням на виході при живленні від мережі обмеженої потужності, що дає змогу забезпечити заданий рівень електромагнітної сумісності за умови мінімальних вартості та встановленої потужності обладнання.

2. Вперше проведено параметричну оптимізацію пасивних фільтрів з властивостями джерела струму на основі *ІСП* при активному навантаженні та згладжуючо-му пульсації ємнісному фільтрі випрямляча шляхом визначення впливу такого навантаження на значення встановлених потужностей реактивних елементів, що дало змогу виявити найкращий з позицій забезпечення електромагнітної сумісності *ІСП* за схемою *T1-LCL*.

3. Встановлено нові залежності величини номінального струму силового реактора активного коректора форми струму (*АКФС*), який функціонує у комплексі з лінійним реактором на вході мостового випрямляча, від внутрішнього опору короткого замикання мережі живлення при заданому значенні  $THD_I < 3\%$ , що дало змогу оптимізувати елементи коректора за показниками встановленої потужності за умови забезпечення заданого значення  $THD_U < 8\%$ .

4. Вперше встановлено оптимальні співвідношення вартості елементів структури на основі *АКФС* та *ЛМС*-фільтра в залежності від заданої величини  $THD_I$  та спектру споживаного з мережі струму на вході зазначеного фільтра, при цьому за рахунок введення пасивного фільтра досягається зниження встановленої потужності активного коректора відносно загальної потужності нелінійного споживача.

5. Розвинуто метод керування *АКФС*, який полягає у тому, що на інтервалі накопичення енергії вмикається пара силових ключів по діагоналі однофазного мостового перетворювача, а на інтервалі віддачі вмикається пара

силових ключів нижньої групи, що дозволяє зменшити частоту імпульсної модуляції струму в реакторі *АКФС*, кількість керованих напівпровідникових елементів та втрати при їх комутації.

### **Практичне значення отриманих результатів.**

1. Шляхом імітаційного моделювання та натурних експериментів встановлено залежності показників якості електроенергії силових фільтрів при зміні активного навантаження на виході однофазних мостових випрямлячів з ємнісним фільтром, що дозволило визначити рівень електромагнітної сумісності нелінійного споживача з мережею живлення.

2. Проведено параметричну оптимізацію реакторів *АКФС*, в результаті якої розроблено рекомендації для вибору варіантів реалізації силового реактора *L АКФС* з урахуванням співвідношення вартості, величини втрат в осердді та його масогабаритних показників, а також виявлено оптимальний варіант реалізації лінійного реактора *L1* з осерддям із електротехнічної сталі *E 360A* з товщиною стрічки *0,08 мм*, що має приблизно однакову вартість з феритовим осерддям, але меншу вагу.

3. Вдосконалено структуру *LMC*-фільтра шляхом введення додаткової обмотки з індуктивністю *0,8 мГн*, ввімкненої узгоджено до його повздовжньої обмотки (при цьому утворюється *T*-подібна структура), що дозволило зменшити комутаційні сплески на вході випрямляча в *3-5* рази в залежності від потужності.

4. Проведено розрахунок встановленої потужності *АКФС* в структурі трифазних гібридних фільтрів та визначено їх вартість, в результаті чого встановлено, що найдешевшим є варіант гібридної структури, в якому використовується *LMC*-фільтр з  $THD_1 = 12\%$ .

5. Розроблено рекомендації для раціонального вибору та розрахунків структур силових фільтрів для підвищення електромагнітної сумісності нелінійних навантажень.

**Особистий внесок здобувача.** Безпосередньо автором здійснено:

- за результатами огляду науково-технічної літератури та наукових праць проведено аналіз базові структур пасивних та активних (напівпровідникових) пристроїв фільтрації струмів для їх встановлення на вході нелінійних споживачів;
- автором розроблено імітаційні моделі для дослідження широкосмугових  $L$ - та  $LMC$ -фільтрів,  $ІЄП$  та  $АКФС$  на вході випрямляча, а також комбінованих структур із застосуванням активних та пасивних пристроїв;
- автором проведено експериментальні дослідження силових фільтрів для перевірки показників якості споживаної від мережі енергії;
- автором на основі теорії планування цілеспрямованих експериментів побудовано ортогональний план другого порядку для визначення математичних рівнянь електромагнітних процесів широкосмугових  $L$ - та  $LMC$ -фільтрів,  $ІЄП$  та  $АКФС$  на вході випрямляча;
- автором проведено параметричну оптимізацію пасивних фільтрів з властивостями джерела струму на основі  $ІЄП$ ;
- автором проведено оптимізацію пасивного  $LMC$ -фільтра у складі гібридної структури;
- автором проведено параметричну оптимізацію реактора  $АКФС$ ;
- автором встановлено нові залежності параметрів реактора  $АКФС$ , який функціонує у комплексі з  $LMC$ -фільтром, від внутрішнього опору короткого замикання мережі живлення у вигляді поверхонь  $THDu = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$  та  $I_{AФ}^* = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$ .

**Апробація результатів дисертації.** Результати дисертації доповідалися і обговорювалися на чотирьох міжнародних та одній українській конференціях, зокрема: міжнародних науково-технічних конференціях «Силовая електроніка і енергоефективність» (Алушта, 2013 р.; Харків, 2015р.; Одеса, 2016); «Проблеми сучасної електротехніки» (Київ, 2020 р.); 38-й Науково-технічній конференції молодих вчених та спеціалістів Інституту проблем мо-

делювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України (Київ, 2020 р.).

**Обсяг і структура дисертації.** Дисертаційна робота викладена на 174 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 2 додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 154 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 20 таблицями, 67 рисунками. Список використаних джерел містить 139 найменувань, з них 103 кирилицею та 36 латиницею.

## РОЗДІЛ 1

### ОГЛЯД УНІВЕРСАЛЬНИХ ФІЛЬТРІВ З ПОКРАЩЕНИМИ ПОКАЗНИКАМИ ЯКОСТІ СТРУМУ СПОЖИВАННЯ ДЛЯ НЕЛІНІЙНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

1.1 Шляхи вирішення проблем електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням, ємнісним фільтром з мережею живлення

Постійно зростаючий попит на електричну енергію викликає необхідність введення в дію нових генеруючих потужностей. Широке впровадження, так званих, розосереджених джерел електричної енергії перетворює централізовану пасивну систему електропостачання (*СЕП*) в активну децентралізовану систему електропостачання. До таких джерел розосередженої генерації відносять установки малої потужності (до 10 МВт) [33, 52, 115, 119, 129]. Під розосередженою генерацією розуміють такі джерела електричної енергії, що з'єднані безпосередньо із розподільною електричною мережею або підключені до такої мережі з боку електроспоживачів. Це обумовлює необхідність вирішення цілої групи задач, що виникають в зв'язку з появою зворотних (від споживача до електричної мережі) потоків електричної енергії; генерації в електричну мережу гармонік високого порядку; утруднення регулювання напруги електричної мережі та підтримання балансу реактивної потужності; необхідність погодження графіків електричного навантаження джерел розосередженої генерації із режимами роботи *СЕП*; можливість включення таких джерел енергії на паралельну роботу і появу локальних енергетичних мікросистем тощо [37, 52, 117, 130]. Одним із важливих параметрів режиму електропостачання, який є суттєвою складовою, що впливає на ефективність функціонування та експлуатації *СЕП*, а також на розміри збитків, як від енергопостачальних організацій, так і споживачів, є якість електричної енергії [30-31, 33, 118]. А оскільки якість електричної енергії впливає не тільки на обла-

днання електричної мережі, а і на електрообладнання споживачів, і, як наслідок, обумовлює зниження ефективності технологічних процесів (сприяє випуску неякісної продукції, збільшенню питомих витрат електроенергії на одиницю продукції і т. ін. ), то дотримання нормованої якості електричної енергії є важливою і основною вимогою забезпечення функціонування *СЕП* [28, 33].

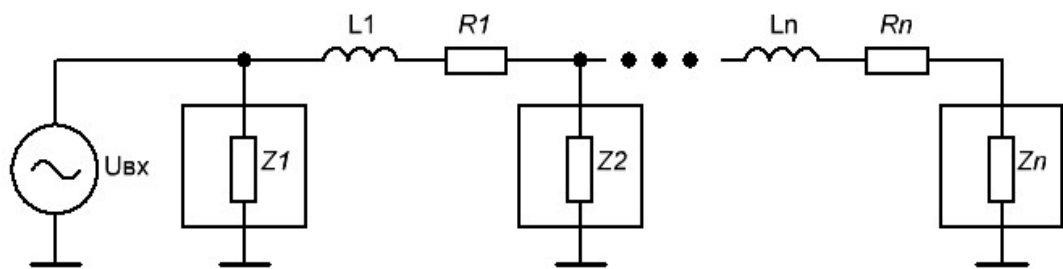


Рис. 1.1 Приклад структури *СЕП* з повздовжніми параметрами лінії  $L1$  та  $R1$  і споживачами у вигляді нелінійних навантажень  $Zn$

Розглянуті структури *СЕП* можна умовно розділити на два види, що визначаються повздовжніми параметрами лінії:

- «слабкі», що мають великий опір короткого замикання
- «сильні», що мають малий опір короткого замикання

Якщо струм короткого замикання на три і більше порядків більший від номінального струму, то мережу можна вважати мережею необмеженої потужності (з малим опором короткого замикання), в іншому випадку - це мережі живлення з обмеженою потужністю.

*СЕП* обмеженої потужності накладають вимоги до навантажень, що підключені до них. Якщо нелінійний струм проходить через коло з повздовжніми параметрами (рис. 1.1), то виникають спотворення напруги у вузлах підключення інших споживачів, що впливає на їх роботу. Це породжує проблеми електромагнітної сумісності [18, 34, 39-40].

Найбільш вживаним показником якості (несинусоїдальності) струму є коефіцієнт гармонік струму  $THD_I$  (*Total Harmonic Distortion*) [34-35, 53, 72, 132]:

$$THD_I = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \quad (1.1)$$

де  $I_k, I_1$  – діючі значення струмів  $k$ -х. і першої гармонік

Відомо, що причини зниження якості електричної енергії мережі - це нелінійні, нестаціонарні й несиметричні навантаження, причому істотну роль відіграють як потужні споживачі, так і велика сукупність малопотужних споживачів з однаковим режимом роботи [56-58]. Велика кількість електротехнічних пристроїв: від автономних інверторів, зварювальних та інших технологічних установок, регульованих електроприводів, сучасних освітлювальних системи до промислового, побутового та офісного обладнання здійснюють живлення свого навантаження від випрямлячів з ємнісним фільтром [2, 5, 7, 42, 99]. Вони можуть бути спроектовані на основі керованих або некерованих вентилів, включених по визначеній схемі, для забезпечення протікання струму в ланці навантаження та перетворення змінної напруги в пульсуючу. Найбільш поширеним є мостовий випрямляч в однофазних системах. Ємнісний фільтр  $C_\phi$  на виході випрямляча ставлять для зменшення пульсацій випрямленої напруги [49-50, 76].

Однофазні мостові схеми випрямлення широко застосовують у електропристроях малої потужності ( $\leq 10$  кВт) [7-8, 25, 98].

При цьому здійснюється погіршення параметрів якості електроенергії, адже мостовий випрямляч споживає несинусоїдальний струм, виступаючи потужним нелінійним навантаженням для *СЕР*. Тому електромагнітна сумісність мостового випрямляча є обов'язковою з *СЕР* [124-127].

В даній роботі основну увагу буде приділено забезпеченню максимально близької до синусоїдальної форми струму, споживаного з мережі мостовим випрямлячем з ємнісним фільтром та аналізу електромагнітних процесів, що виникають внаслідок такого забезпечення.

Шляхи вирішення проблеми електромагнітної сумісності мостового випрямляча з ємнісним фільтром та *СЕР* наступні:

- заміна на перетворювач з покращеними параметрами якості струму, що споживається;
- встановлення додаткових технічних засобів.

Використання перетворювачів з покращеними параметрами якості струму мають суттєві переваги та недоліки. До таких перетворювачів можна віднести безпосередні перетворювачі частоти (матричні перетворювачі) та активні випрямлячі з примусовим формуванням кривої струму (з широтно-імпульсною модуляцією, з формуванням квазісинусоїдального вхідного струму тощо) [15-16, 22, 29, 59, 94].

Перевагами таких перетворювачів є забезпечення високої точності відпрацювання заданої вихідної напруги (струму); забезпечення можливості для двонаправленого потоку енергії від мережі до навантаження і навпаки; відповідність вимогам електромагнітної сумісності; регульований вхідний коефіцієнт потужності. До недоліків відноситься потреба в складних системах керування такими перетворювачами для підтримання високої якості вихідної напруги та вхідного струму. В той же час, переобладнання вже встановлених і працюючих електротехнічних пристроїв (модернізація перетворювачів у їх складі) викликає безліч незручностей та додаткових затрат. Тому, за умови недоцільності чи унеможливлення зміни конфігурації обладнання споживача, раціональніше скористатися додатковими технічними засобами, приєднаним послідовно або паралельно структури споживач-мережа.

Широке застосування на практиці знаходить застосування пасивних фільтрів (ПФ), що містять реактори і батареї конденсаторів, зібраних за різними схемами, частотні характеристики реактивних елементів яких дозволяють в тій чи іншій мірі покращувати спектр струму, споживаного нелінійним навантаженням з мережі [6, 9, 38]. В даний час десятки фірм, в тому числі такі відомі як *ABB*, *Siemens*, *Danfoss*, *Schneider*, *Mirus* та ін. випускають такі фільтри на потужностях від 5 кВА до 3 МВА [137-139]. Пасивні фільтри роз-

різняються по схемотехнічному виконанню й частотними характеристиками [26, 41].

Однак такі фільтри мають свої недоліки: низьку добротність, що не дозволяє повністю фільтрувати струм; при зміні мережної частоти вони не можуть міняти свою резонансну частоту; у перехідних режимах можуть виникати явища антирезонансу, які призводять до появи перенапруг й аварій в системі енергопостачання. Зазначені недоліки привели до обмеження використання пасивних фільтрів у системах електропостачання.

Дослідженню фільтрації вхідних струмів, що споживаються нелінійними навантаженнями, з допомогою ПФ присвячено багато робіт [133-136], у яких наведено порівняльний аналіз способів фільтрації, експериментальні й розрахункові характеристики схем фільтрації струмів.

З розвитком елементної бази силової електроніки і, зокрема, *IGBT*-транзисторів, з'явилася можливість створювати так звані активні фільтри (АФ), які формують споживаний з мережі струм, близький за формою до синусоїди [1, 36, 54, 131].

Досягається це одним з двох методів:

а) оцінкою (виміром) спектрального складу струму нелінійного навантаження, генеруванням струму такого ж спектра, але без першої гармоніки (тобто основної частоти) і відніманням другого з першого;

б) відстеженням миттєвих значень струму навантаження і формуванням додаткового струму з такими миттєвими значеннями, щоб їх різниця наближалася до синусоїди основної частоти. Визнаним АФ такого типу зараз серійно випускаються багатьма фірмами на потужності до 500 кВА [120, 138].

Ідея активної фільтрації розглядається в роботах не тільки зарубіжних, а й вітчизняних вчених [65-66]. Аналіз даних робіт показує, що активна фільтрація є новим і перспективним напрямом розвитку напівпровідникової перетворювальної техніки та дозволяє поліпшити якість електроенергії у вузлах навантажень.

Основні переваги активних фільтрів гармонік у порівнянні з іншими пристроями полягають у наступному:

- фільтри ефективно працюють в режимі реального часу;
- можлива одночасна компенсація декількох (або і всіх) вищих гармонік, що істотно поліпшує масогабаритні показники апаратури;
- можливо повністю компенсувати вищі гармоніки напруги або струму незалежно від амплітуд і початкових фаз гармонік;
- можливо нарощувати потужності компенсації до необхідного рівня за рахунок паралельного підключення ідентичних активних фільтрів;
- відсутність резонансу на будь-яких частотах;
- відсутність необхідності в додаткових налаштуваннях фільтра.

Конкуренція між різними типами цих фільтрів зумовлюється співвідношенням їх переваг і недоліків. ПФ прості у виготовленні і експлуатації, надійні, стійкі до перевантажень, порівняно дешеві, але мають низькі масогабаритні показники та обмеження щодо зниження коефіцієнта гармонік струму. АФ, навпаки, мають високі масогабаритні показники, забезпечують будь-який рівень зниження коефіцієнта гармонік струму, здатні працювати на групі навантажень, але критичні до перевантажень, вимагають кваліфікованої експлуатації і, головне, мають істотно більшу ціну.

В останнє десятиліття починає застосовуватися третій тип фільтрів гармонік струму - т.зв. гібридні фільтри (ГФ) [111, 114, 116, 121], покликані поєднувати переваги АФ та ПФ і, по можливості, позбавлені їх недоліків. Вони являють собою схемне об'єднання фільтрів перших двох видів, параметри яких відрізняються від параметрів, які вони мали б у випадку роздільного їх застосування при роботі на те ж навантаження. Концепція ГФ перспективна як для індивідуальних навантажень, так і для варіативних поєднань на рівні всієї енергосистеми [128].

В системах електропостачання таких галузей як електротехнологія, електросвітлотехнологія, імпульсна електроенергетика тощо [3, 4, 61-63] широко використовуються індуктивно-ємнісні перетворювачі (ІЄП) джерела на-

пруги в джерело струму для живлення мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром. Вони є не лише джерелами незмінного струму, але і хорошими фільтрами гармонік струму, що споживається з мережі живлення, і мають такі ж переваги, як ПФ. Одним з найбільш важливих показників таких перетворювачів є встановлена потужність їх реактивних елементів і саме вона визначає масогабаритні показники та вартість *ІСП*.

Для раціонального використання того чи іншого типу фільтру з метою покращення електромагнітної сумісності потрібно дослідити електромагнітні процеси в мостовому випрямлячі з активним навантаженням та ємнісним фільтром. Таким дослідженням, де відбувається його живлення від джерела напруги присвячено багато робіт [23, 70, 79, 81]. В той же час, зовсім мало публікацій по дослідженню випрямляча при живленні його від джерела струму.

Таким чином, додаткові технічні засоби для однофазного мостового випрямляча можна поділити на два напрями (відносно потреб навантаження):

- джерела напруги (до них відносяться пасивні, активні та гібридні фільтри);
- джерела струму (якими є індуктивно-ємнісні перетворювачі).

Розглянемо більш детально їх види для покращення електромагнітної сумісності мостового випрямляча. Для того, щоби було легше розібратися в електромагнітних процесах, що відбуваються при підключенні його виходу до ємнісного фільтру з активним навантаженням, розглянемо однофазний варіант реалізації мостового випрямляча.

## 1.2 Однофазний широкосмуговий *LMC*-фільтр на вході випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром

В роботах [9, 74] доведено доцільність вирішення проблеми фільтрації вищих гармонік з використанням універсальних фільтрів гармонік струму -

"Лінеаторів" (*Universal Harmonic Filters - UHF or "Lineators"*) [122-123], розроблених в ІЕД НАН України. Такі фільтри становлять практичний інтерес, широко використовуються в трифазних системах електропостачання, тому доцільно дослідити схему однофазного виконання такого фільтру на предмет забезпечення електромагнітної сумісності в однофазному мостовому випрямлячі з активним навантаженням та ємнісним фільтром з *СЕП*.

Найпростішим способом зниження  $THD_I$  є установка на вході випрямляча лінійного дроселя, індуктивність якого вибирається так, щоб падіння напруги на ньому було близько 3% від номінального при максимальній потужності навантаження. Більш ефективно поліпшити якість споживаної з мережі електроенергії можна шляхом установки спеціальних силових широко-смугових *LMC*-фільтрів [24, 26]. На рис. 1.2 наведена схема *LMC*-фільтра, де  $L1$ ,  $L2$  – індуктивності обмоток дроселя, які виконані на спільному магнітопроводі,  $C1$  – ємність *LMC*-фільтра,  $VD1$ - $VD4$  – діоди випрямляча,  $C_\phi$  – ємність вихідного фільтра,  $R_H$  – опір навантаження.

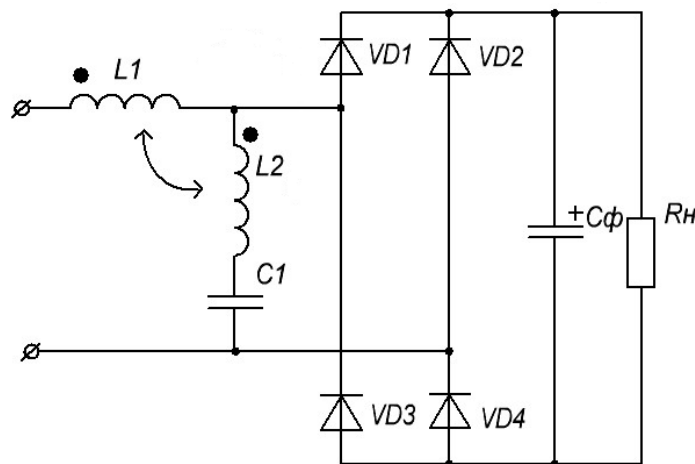


Рис. 1.2 Однофазний широкосмуговий *LMC*-фільтр

*LMC*-фільтр не тільки істотно покращує спектральний склад споживаного з мережі струму, а отже і  $THD_I$ , але і покращує коефіцієнт потужності, дозволяє збільшувати напругу на навантаженні без застосування узгоджувальних трансформаторів [9].

Таблиця 1.1

**Розрахункові та експериментальні параметри варіантів використання однофазних випрямлячів**

| Варіант |         | $U_n, В$ | $I_n, А$ | $THD_I, \%$ | $I_3, \%$ | $I_5, \%$ | $I_7, \%$ | $I_9, \%$ | $\Delta U_n, В$ | $PF$ | $\cos\varphi$ |
|---------|---------|----------|----------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------------|------|---------------|
| 1       | експер. | 280      | 36,7     | 91,6        | 71,5      | 41,2      | 25,4      | 12,1      | 10,7            | 0,74 | 0,99          |
|         | модель  | 275      | 36,24    | 108,3       | 84,7      | 58,7      | 31,0      | 9,3       | 10,2            | 0,75 | 0,99          |
| 2       | експер. | 250      | 32,0     | 50,9        | 49,7      | 9,0       | 5,8       | 1,7       | 8,0             | 0,78 | 0,88          |
|         | модель  | 248,7    | 32,77    | 52,4        | 50,7      | 9,8       | 7,2       | 3,1       | 7,2             | 0,79 | 0,90          |
| 3       | експер. | 300      | 39       | 14,9        | 14,6      | 0,9       | -         | -         | 6,0             | 0,95 | 0,97          |
|         | модель  | 295,7    | 38,4     | 12,2        | 11,24     | 2,6       | 2,5       | 3,0       | 5,0             | 0,94 | 0,97          |

В таблиці 1.1 наведено параметри, які характеризують три варіанти використання однофазних випрямлячів при напрузі мережі живлення 220В для активного навантаження потужністю 10 кВт і напругою навантаження 300В  $\pm$  10%, визначених за допомогою математичних і фізичних моделей. Математичні моделі були реалізовані за допомогою засобів пакетів програм *MicroCap* і *Omega*, що дозволяє стверджувати про достатню достовірність розрахункових результатів [24, 51].

Під варіантом №1 мається на увазі безпосереднє включення випрямляча з ємнісним навантаженням в мережу, варіант №2 являє собою таке ж включення, але з установкою на вході випрямляча лінійного «3%-го» дроселя, що має індуктивність 2,24 мГн, а варіант №3 – включення із застосуванням *LMC*-фільтра з двома обмотками ( $L1 = 5,3$  мГн;  $L2 = 1,23$  мГн) замість «3%-го» дроселя на вході випрямляча з ємнісним навантаженням. Інші параметри схеми, зображеної на рис.1.2, є такими: ємність вихідного фільтра  $C_\phi = 10000$ мкФ, ємність *LMC*-фільтра,  $C1 = 170$  мкФ.

Також в таблиці 1.1 наведені:  $U_n$  – напруга навантаження;  $I_n$  – струм навантаження;  $THD_I$  – коефіцієнт гармонік струму;  $I_3$ -  $I_9$  - гармоніки вхідного струму у відсотковому співвідношенні щодо першої гармоніки вхідного струму;  $\Delta U_n$  – розмах пульсацій напруги «*peak-to-peak*» на навантаженні;  $PF$  – коефіцієнт потужності (Power Factor) як відношення активної потужності

до повної, споживаної схемою з мережі;  $\cos\varphi$  – зсув фаз між напругою мережі і першою гармонікою струму.

Наведені в таблиці 1.1 результати наочно демонструють істотні поліпшення показників якості споживаної електроенергії при застосуванні *LMC*-фільтрів в порівнянні з дроселем на вході випрямляча.

Деяку невідповідність даних, отриманих експериментальним шляхом і за допомогою математичних моделей, можна пояснити коливаннями діючого значення вхідної напруги (до 4,6%) і наявністю коефіцієнта гармонік по напрузі живлення понад 4% під час проведення експериментів.

Подібні результати мають місце і при порівнянні з варіантом установки фільтруючого дроселя в ланці постійного струму випрямляча.

Слід також зазначити, що існує можливість шляхом вибору параметрів елементів *LMC*-фільтра змінювати характер залежності  $THD_I$  в функції від потужності навантаження (рис. 1.3).

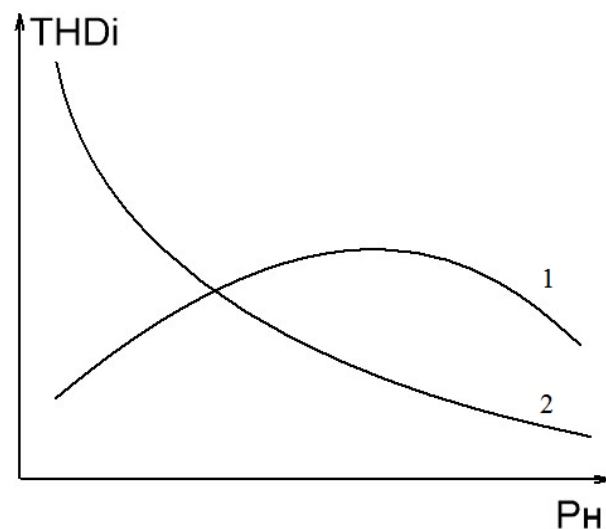


Рис. 1.3 Характер залежності  $THD_I$  в функції від потужності навантаження

Слід зауважити, що можна отримувати прийнятні значення  $THD_I$  в широкому діапазоні зміни навантаження (крива 1), або тільки для максимального її значення (крива 2), причому це значення буде істотно менше  $THD_I$ , одержуваного при мінімізації його для широкого діапазону.

### 1.3 Однофазно- трифазні фільтри гармонік на вході випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром

Визнаним засобом енергозбереження та підвищення продуктивності механізмів і установок в даний час є трифазні частотно-регульовані електроприводи [2, 5, 9, 97]. Такі приводи, а також мережеві фільтри для них, як опційні засоби для придушення гармонік споживаного з трифазної мережі струму, масово випускаються зарубіжними і вітчизняними фірмами. Однак досить часто зустрічаються ситуації, коли доступна (є в наявності) тільки однофазна мережа змінного струму (ферми, майстерні, спортивні споруди, геологічні розробки, пересувні дизель-генератори і т.п. об'єкти), а потрібне застосування регульованих приводів, підключаючи їх до однофазної мережі і використовуючи тільки 4 вентилі вхідного випрямляча (замість звичайних шести моста Ларіонова). При цьому доводиться використовувати в  $2 \div 2,5$  рази завищений по потужності електропривод, щоб не допустити, по-перше, перевантаження вентилів по струму, а по-друге, знизити пульсації випрямленої напруги до рівня, що гарантує нормальну роботу інвертора електроприводу. Серійні мережеві фільтри в цих ситуаціях очевидно, що використовувати неможливо. В ІЕД НАН України розроблено простий пристрій, що представляє собою комбінацію мережевого фільтра гармонік споживаного струму і перетворювача однофазного напруги в квазі-трифазне, що включається на вході серійного регульованого трифазного електроприводу і дозволяє істотно поліпшити показники системи живлення в описаних вище ситуаціях [13, 122]. На рис. 1.4 зображена найпростіша схема такого пристрою, що складається з реактора (дроселя) з двома обмотками  $L1$  і  $L2$ , розташованими на загальному магнітопроводі з немагнітним зазором, і конденсатора  $C1$ .

Живлення здійснюється від однофазної мережі, а три вхідних виводи підключаються до трифазного входу електроприводу (на схемі зображено шести вентильний випрямляч електроприводу, батарея конденсаторів, що згла-

джують пульсації, а інвертор електроприводу і двигун еквівалентовані для простоти резистором  $R_H$ ).

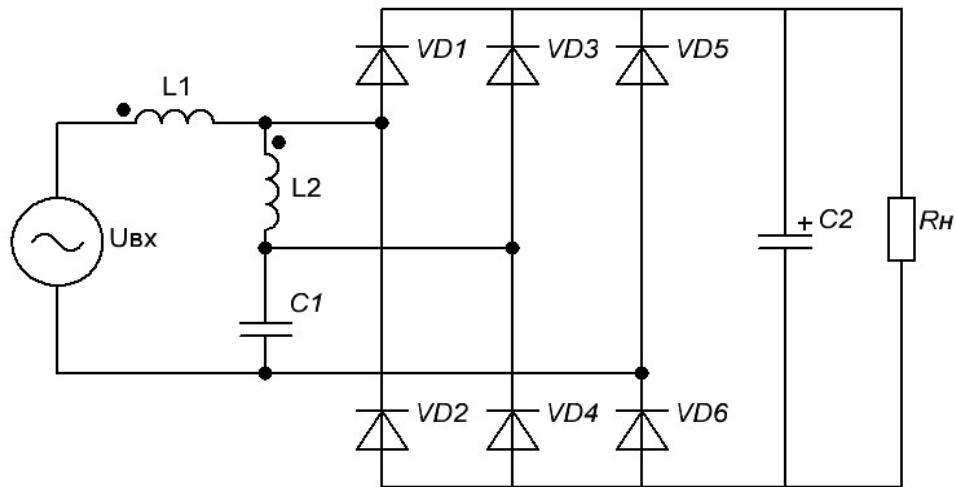


Рис. 1.4 Перетворювач однофазної напруги в квазі-трифазну

Модифікацією схеми може бути включення додаткової обмотки  $L3$  в розріз середнього проводу (відповідного до діодів  $VD3$  і  $VD5$ ) і підлаштування конденсатора  $C_n$ , що шунтує обмотку  $L1$ . При відповідному виборі параметрів цих елементів, а отже, амплітудно-частотної характеристики пристрою, вдається радикально поліпшити форму споживаного з мережі струму і знизити його амплітуду.

У таблиці 1.2 нижче представлені значення коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  і амплітуда цього струму для чотирьох варіантів схем: 1) безпосереднє підключення 4-діодного моста до мережі, 2) з пристроєм по рис. 1.4 при двох дроселях  $L1$  і  $L2$  на різних магнітопроводах, 3) те саме, дроселі зв'язані магнітно (загальний магнітопровід) і 4) те саме, але додані  $L3$  і  $C_n$ . Мережа живлення - однофазна 480 В, 60 Гц,  $Z_{K3} = 8\%$ . Навантаження - серійний частотно-регульований електропривод TOSHIBA з асинхронним двигуном 100 к.с [9].

## Показники якості вхідного струму для чотирьох варіантів

|                                    | Варіант 1 | Варіант 2 | Варіант 3 | Варіант 4 |
|------------------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| $THD_I, \%$                        | 104       | 26        | 17        | 9,8       |
| Максимальна амплітуда струму, А    | 730       | 366       | 322       | 305       |
| Амплітуда 3-ї гармоніки струму, %  | 83        | 18        | 14        | 12        |
| Амплітуда 5-ої гармоніки струму, % | 54        | 21        | 6         | 5         |

Як видно з таблиці 1.2, застосування запропонованого пристрою дає можливість радикально поліпшити якість електроенергії в однофазній мережі і забезпечити сумісність її роботи з іншими навантаженнями сумірною потужності. При виборі параметрів розглянутого фільтра доводиться дбати не тільки про досягнення мінімально можливого  $THD_I$ , але і дотримати обмеження за трьома найважливішими показниками: допустимому відхиленню вихідної напруги холостого ходу, строго контрольованого автоматикою електроприводу; допустимому завантаженні конденсатора  $C1$  струмами вищих гармонік.

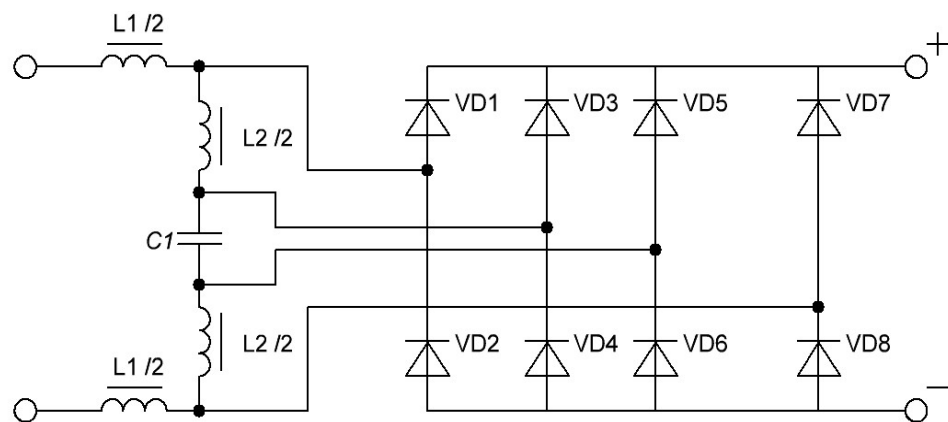


Рис. 1.5 Удосконалена схема перетворювача  
однофазної напруги в квазі-трифазну

Іншим завданням, розв'язуваної при оптимізації таких фільтрів, є забезпечення максимально можливої рівномірності завантаження вентилів, що не завжди вдається зробити через наявність наведених вище трьох обмежень.

Одним із способів вирішення цього завдання є використання додаткової пари діодів і поділ кожної з обмоток реактора на дві напівобмотки і з'єднання їх за схемою, наведеною на рис. 1.5. Пристрої описаного типу випускаються серійно фірмою *MIRUS* (Канада) під індексом *IQ3* на потужності приводів від 5 до 150 кВт.

#### 1.4 Силові активні фільтри на вході випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром

Розрізняють два типи силових активних фільтрів: послідовні та паралельні. Послідовний активний фільтр – це керований генератор напруги, що включається послідовно між мережею живлення і навантаженням. Такий фільтр усуває спотворення напруги мережі живлення за рахунок інжекції в протифазі гармонік напруги, що потрібно подавити. Послідовний фільтр включається безпосередньо біля джерела живлення, бо він усуває спотворення напруги мережі незалежно від природи їх виникнення. До його недоліків можна віднести те, що через нього протікає весь струм навантаження і те, що він не може прямо виправляти струм нелінійного навантаження. [80] Для обмеження впливу нелінійного навантаження на мережу живлення використовується активний коректор форми струму (*АКФС*) [56-58], який в літературі з'являється ще під назвами «паралельний активний фільтр», «коректор коефіцієнта потужності» [36], і так як він обмежує вплив конкретного нелінійного навантаження, то включається безпосередньо на вході цього навантаження (рис.1.6).

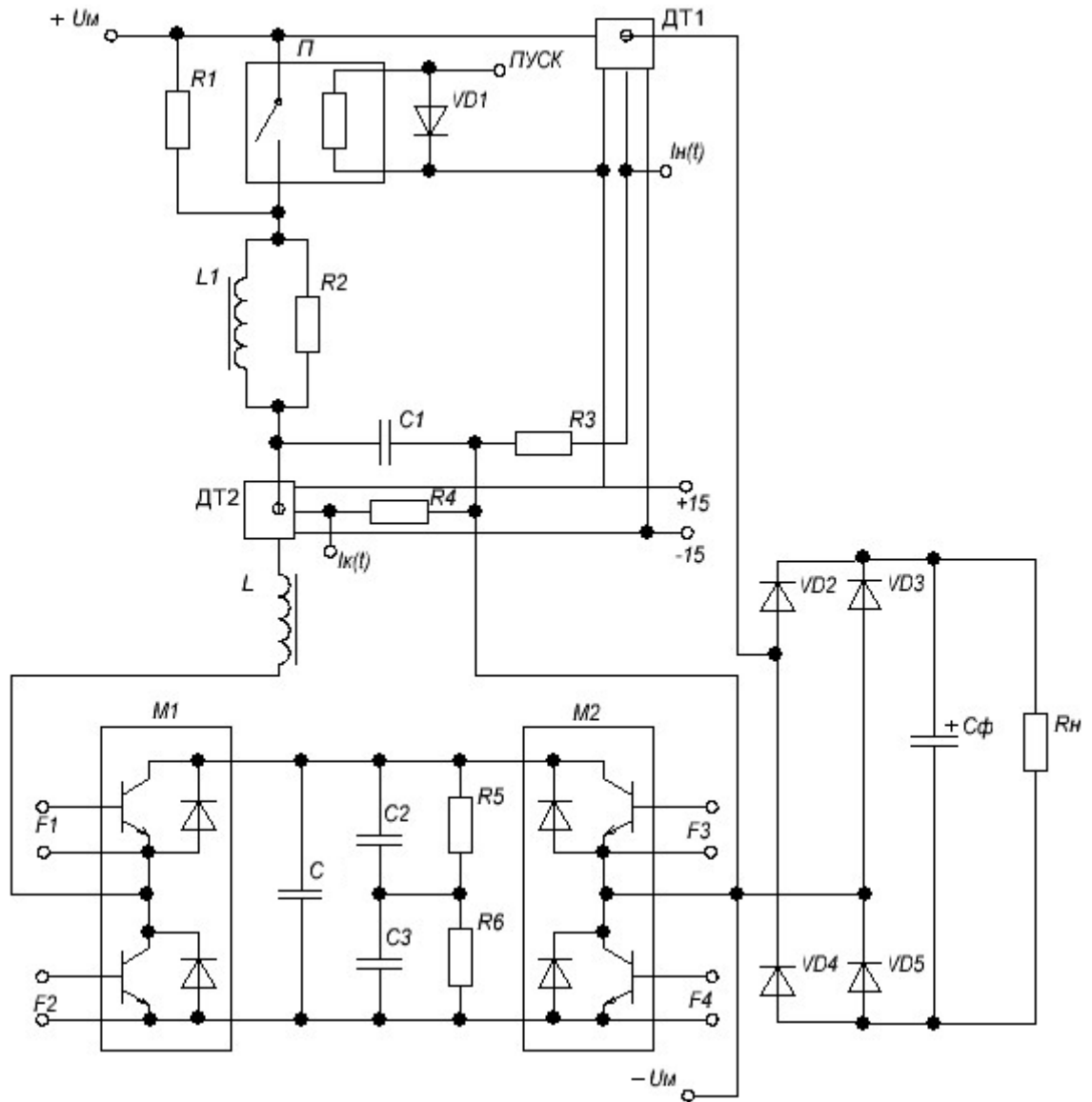


Рис. 1.6 Схема АКФС

Силова частина коректора (рис. 1.6) складається з ланцюга плавного пуску ( $R1$ ,  $\Pi$ ), фільтра вищих гармонік ( $L1$ ,  $C1$ ), реактора ( $L$ ), інвертора і накопичувальної ємності ( $C$ ). Інвертор коректора керується таким чином, щоб забезпечувати зміну полярності напруги на реакторі ( $L$ ). Це і викликає збільшення або зменшення струму через реактор і власне за рахунок цього і формується струм коректора  $i_k(t)$ .

Для того, щоб з мережі живлення споживався струм синусоїдальної форми, потрібно з імпульсної форми струму, що споживається випрямлячем з ємністю на своєму виході виділити активну складову, а інші складові ком-

пенсувати. Амплітуда і форма споживаного випрямлячем струму залежить як від параметрів ємності і навантаження, так і від параметрів електромережі, при цьому амплітудні значення вищих гармонік можуть перевищувати діюче значення струму.

Зазвичай форма струму випрямляча періодична і симетрична відносно напівперіодів, тому немає в своєму гармонічному складі постійної складової і парних гармонік та може бути представлена рядом Фур'є таким чином:

$$i_n(t) = a_1 \sin(\omega t) + b_1 \cos(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} (a_{2k+1} \sin(2k+1)\omega t + b_{2k+1} \cos(2k+1)\omega t). \quad (1.2)$$

Перший доданок визначає активну потужність, другий – реактивну потужність, а третій – потужність спотворень.

Для компенсації реактивної потужності і потужності спотворень активні коректори форми струму повинні сформувати струм у вигляді:

$$i_k(t) = -b_1 \cos(\omega t) - \sum_{k=1}^{\infty} (a_{2k+1} \sin(2k+1)\omega t + b_{2k+1} \cos(2k+1)\omega t) \quad (1.3)$$

який при складанні із струмом нелінійного споживача забезпечить форму споживаного від мережі живлення струму у вигляді:

$$i_M(t) = a_1 \sin(\omega t) \quad (1.4)$$

де  $\omega$  – кругова частота мережі живлення

Структурна схема АКФС складається з вхідного дроселя ( $L$ ), накопичувального конденсатора  $C$  і блока транзисторів (рис. 1.8).

В основу роботи коректора покладено принцип релейного несинхронізованого керування транзисторами, що дозволяє здійснювати формування струму коректора потрібної форми. [22]

Напруга на дроселі в залежності від керуючих імпульсних сигналів змінюється, а також може бути як позитивною, так і негативною, що дозволяє здійснювати як зростання, так і зменшення струмів через дросель аж до досягнення потрібного миттєвого значення. Якщо задатись допустимими значеннями відхилення ( $\Delta I$ ) струму коректора від еталонного (1.3) і міняти

структуру коректора при досягненні цього відхилення, то можна отримати потрібний струм коректора з точністю до величини відхилення  $\Delta I$ .

Значення індуктивності дроселя в значній мірі визначає масогабаритні показники *АКФС*, але її мінімальне значення обмежується максимальною частотою імпульсної модуляції, що обумовлено динамічними властивостями транзисторів, а також ростом високочастотних пульсацій вхідного струму, що погіршує коефіцієнт гармонік струму. Крім того, при малій індуктивності меншій продольної індуктивності живлячої мережі ускладнюється задача подавлення пульсацій напруги на вході випрямляча.

Конденсатор в структурі *АКФС* виконує роль накопичувача енергії для компенсації різниці миттєвих потужностей між входом і навантаженням, тому необхідною умовою роботи *АКФС* є перевищення напруги на конденсаторі подвійного значення амплітуди мережі живлення.

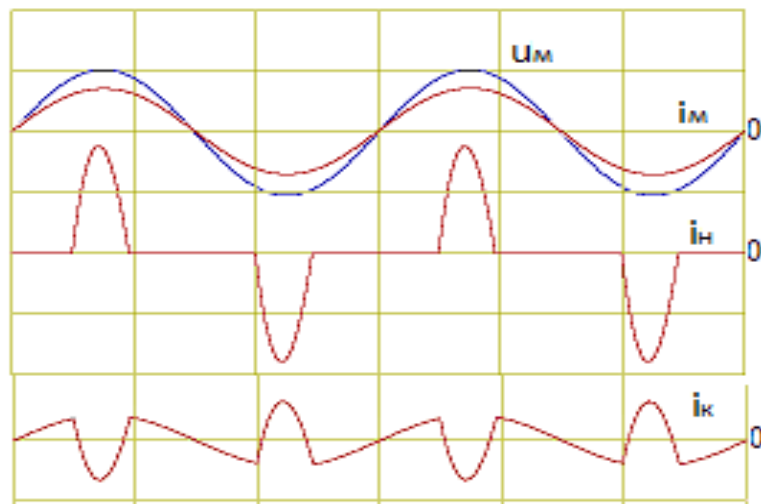


Рис. 1.7 Епюри до принципу роботи *АКФС*

Суть роботи *АКФС* полягає в тому, що на його виході формується струм, який є різницею між синусою складової першої гармоніки струму навантаження і його миттєвим значенням (рис. 1.7). Додавання струму коректора ( $i_k$ ) до струму навантаження ( $i_n$ ) забезпечує споживання з мережі жив-

лення струм ( $i_M$ ) синусоїдальної форми, який по фазі збігається з напругою мережі ( $u_M$ ).

У силовій електроніці сформувалися принципи побудови однофазних активних коректорів форми струму, що широко використовуються в переважній більшості практичних застосувань (рис.1.7). [110, 112-113]

Особливістю першої схеми (рис.1.8,а) є подвоєна напруга ключів  $K1$ ,  $K2$ , а особливістю другої схеми (рис.1.8,б) є подвоєна кількість ключів.

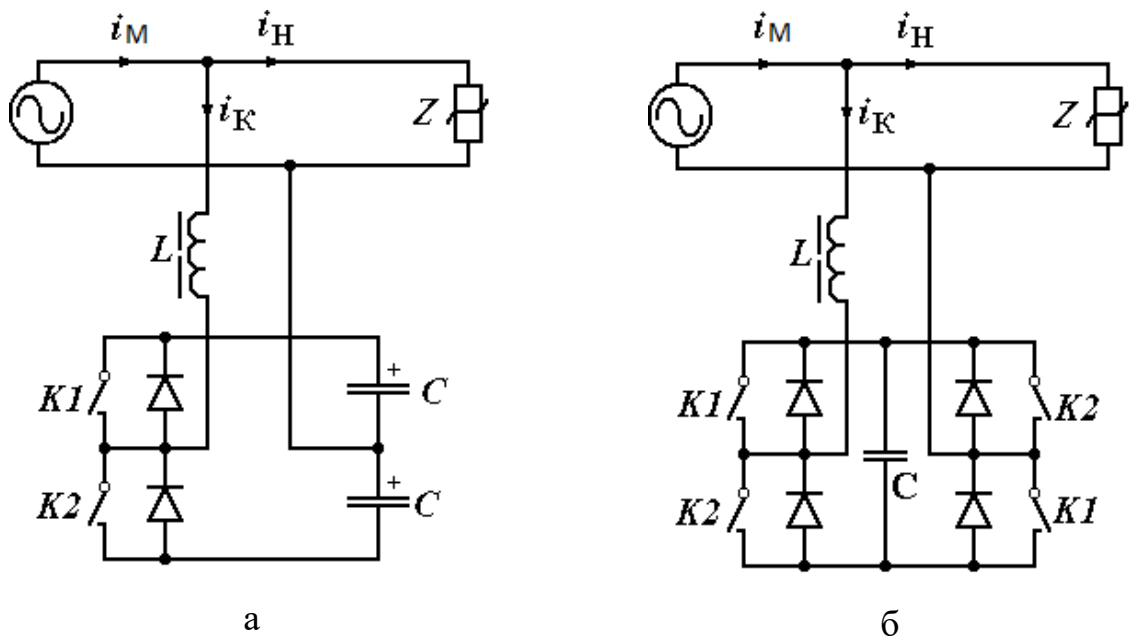


Рис. 1.8 Структури силової частини АКФС

Якщо однофазний коректор розрахований на роботу від лінійної напруги мережі, то на його основі можна побудувати коректор струму для трифазних трипроводових мереж.

При симетричному навантаженні, що характерно для трифазних випрямлячів, підключення двох коректорів до трипроводової мережі показано на рис. 1.9.

В даному пристрої однофазні коректори працюють незалежно, здійснюючи формування двох фазних струмів, а третій струм, оскільки сума миттєвих значень фазних струмів дорівнює нулю, формується автоматично.

Сучасна елементна база дозволяє створювати коректори з амплітудою струму до декількох сотень ампер, що працюють на частоті імпульсної модуляції до 20 кГц, що цілком достатньо для більшості практичних використань.

Якщо силову частину *АКФС* виконати по мостовій схемі, приведеній на рис.1.9, б, то це дозволяє створити пристрій, що допускає підключення як до однофазної мережі 220В, так і до мережі 380В.

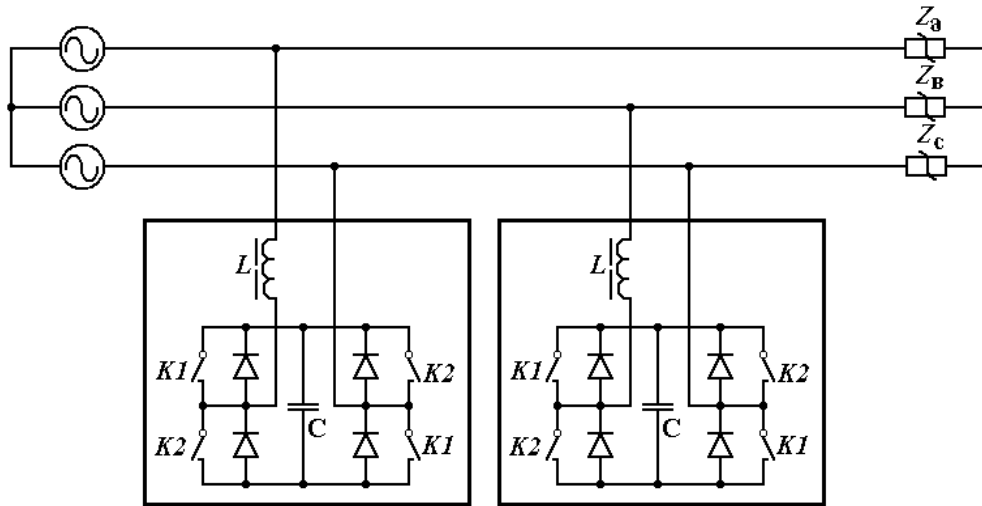


Рис. 1.9 Схема під'єднання *АКФС* до трифазної трипроводової мережі

В чотирьохпроводових мережах можливе застосування трьох однофазних незалежних коректорів, підключених щодо нейтралі, а в трипроводових мережах при симетричних навантаженнях – двох коректорів, підключених між фазами. Таким чином, створення одного уніфікованого пристрою дозволяє забезпечити вирішення цілого ряду технічних завдань.

Ідеальна форма струму коректора повинна мати вигляд, що відповідає рівнянню 1.3 та показана на рис. 1.7. Формування струму коректора виконується за допомогою підключення послідовно з індуктивністю  $L$  зарядженого конденсатора  $C$  в прямій і зворотній полярності (рис.1.8, б).

Якщо потужність енергії, що надходить з мережі, перевищує потужність навантаження, то надлишок енергії поступає у конденсатор інвертора, що приводить до підвищення напруги інвертора. Навпаки, при меншій потужності енергії, що надходить з мережі, напруга інвертора знижується. За ра-

хунок зворотного зв'язку по напрузі інвертора коректор знаходить стаціонарний режим, при якому активні потужності на його вході і виході співпадають.

Система керування коректором струму виконує декілька функцій:

- 1) формування еталонного сигналу, що визначає форму струму коректора;
- 2) керування силовими транзисторами;
- 3) електроживлення власних потреб вузлів коректора.

Для побудови схем керування відоме застосування контролерів, що здійснюють спектральний аналіз струму нелінійного споживача і синтез кривої струму коректора [56, 92, 95]. Проведені дослідження процесів в коректорі форми струму показали, що завдання формування еталонного сигналу не вимагає складних алгоритмів спектрального аналізу. Структурна схема силової частини коректора наведена на рис 1.10. На схемі враховано повздовжні параметри мережі  $L_s$ ,  $r_s$ , а конденсатор мостового інвертора замінений дже-релами ЕРС:  $+U_c$  і  $-U_c$ .

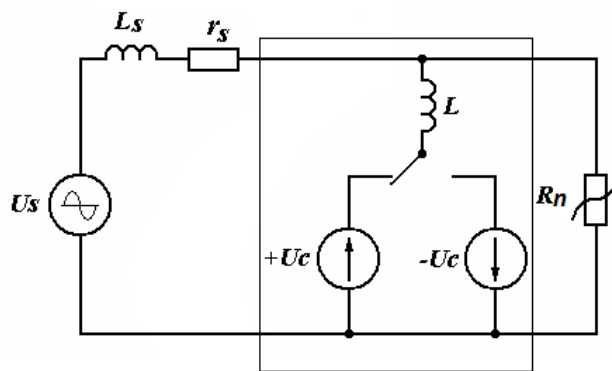


Рис. 1.10 Структурна схема вузла електроживлення нелінійного споживача з активним коректором струму

Принцип дії коректора, який аналізується, полягає у формуванні струму, що є різницею між синусою складовою першої гармоніки струму навантаження і його миттєвим значенням. Для формування струму використана схема мостового транзисторного інвертора з високочастотною імпульсною модуляцією.

Амплітуда струму активного коректора може бути істотно менше струму споживання, оскільки вона визначається не величиною струму або потужністю споживання, а тільки його відхиленням від синусоїдального значення, співпадаючого по фазі з напругою мережі.

При використанні релейного несинхронізованого способу управління коректором, максимальне відхилення миттєвого значення струму реактора  $L$  задається шириною зони гістерезису релейного елемента і воно постійне на будь-якому періоді імпульсної модуляції. Частота імпульсної модуляції значно вище частоти мережі і на будь-якому періоді імпульсної модуляції миттєве значення напруги мережі можна вважати незмінним.

Напруга на дроселі  $L$  на періоді імпульсної модуляції визначається згідно епюр, наведених на рис.1.11.

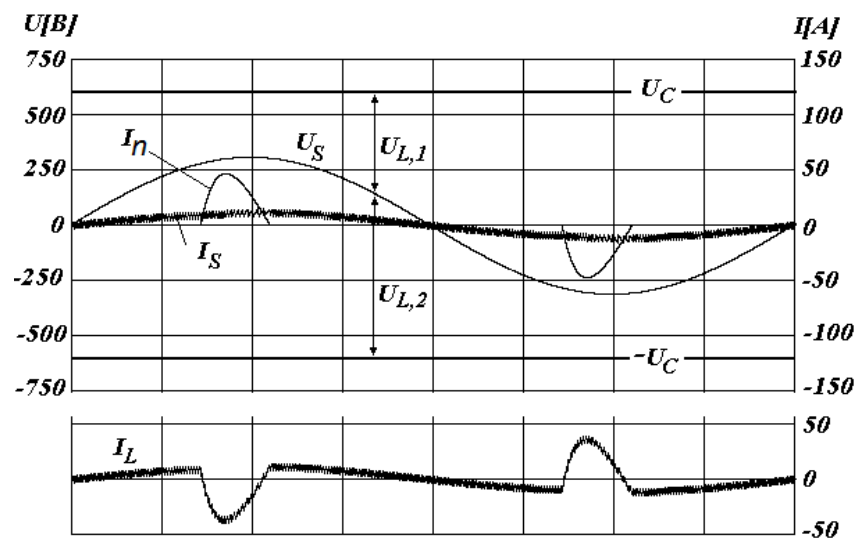


Рис. 1.11 Епюри накопичення і віддачі енергії дроселем

На інтервалах накопичення (умовне позначення «1») і віддачі (умовне позначення «2» відповідно) енергії дроселем знаходимо:

$$u_{L,1} = U_C - u_S,$$

$$u_{L,2} = U_C + u_S.$$

Тривалість інтервалів  $\Delta T$  визначимо як

$$\Delta T = \frac{L \cdot \Delta I}{u_L}$$

де  $\Delta I$  - ширина зони гістерезису релейного елемента.

Частота імпульсної модуляції знаходиться за наступним виразом

$$F_m = \frac{1}{\Delta T_1 + \Delta T_2} = \frac{U_C^2 - u_S^2}{2U_C L \Delta I}, \quad (1.5)$$

Необхідною умовою вибору напруги  $U_C$  та індуктивності  $L$  є перевищення швидкості зміни струму індуктивності  $L$  над швидкістю зміни струму навантаження  $I_n$ .

Оскільки максимальна швидкість зміни струму навантаження близька за часом до максимальної напруги мережі ця умова визначається виразом

$$\frac{dI_L}{dt} \approx \frac{U_C - U_m}{L} > \frac{dI_n}{dt}$$

Нехай напруга мережі змінюється згідно із законом:

$$u_s = U_m \sin \omega t. \quad (1.6)$$

Позначимо  $a = U_m/U_C$ ,  $x = \omega t$  тоді частоту імпульсної модуляції буде визначено з виразу:

$$F_m = \frac{U_C}{2L\Delta I} [1 - (a \cdot \sin x)^2]. \quad (1.7)$$

З (1.7) витікає, що максимальне значення частоти імпульсної модуляції відповідає моменту проходження напруги мережі через нуль, звідки

$$F_{max} = \frac{U_C}{2L\Delta I}. \quad (1.8)$$

Залежність частоти імпульсної модуляції від миттєвого значення напруги мережі показана на рис.1.12.

З приведеної залежності виходить, що напруга на конденсаторі  $U_C$  повинна перевищувати амплітуду напруги мережі  $U_m$ , інакше частота імпульсної модуляції прямує до нуля, що обмежує швидкість зміни струму дроселя і, відповідно, швидкодію коректора. При роботі на випрямляч з навантаженням

$R_n$  і з ємнісим фільтром значення коефіцієнта  $a < 0,6$  (повинно бути менше 0,6).

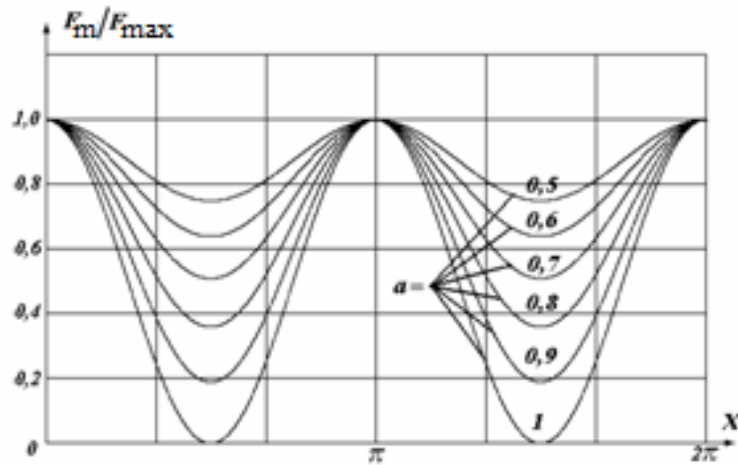


Рис. 1.12 Залежність частоти модуляції від миттєвого значення напруги мережі

Для розрахунку втрат в магнітопроводі дроселя практичний інтерес представляє середнє значення частоти імпульсної модуляції  $F_s$  за період мережевої напруги. З (1.5) знаходимо:

$$F_s = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_m dx = \frac{2-a^2}{2},$$

Для однофазного коректора з максимальною амплітудою  $U_m=340\text{В}$  при  $U_C=720\text{В}$  ( $a=0,472$ ), при  $F_{max}=20\text{кГц}$ , середня частота імпульсної модуляції складає  $F_s= 16,8\text{кГц}$ .

Коректор проектується на задане амплітудне значення струму реактора  $I_{max}=50\text{А}$  та пульсацій високочастотного струму  $\Delta I=6\text{А}$ . Якщо ввести коефіцієнт високочастотних пульсацій струму, як

$$m_i = \frac{\Delta I}{2I_{max}},$$

то індуктивність реактора можна розрахувати по формулі (1.8), або по наступній формулі:

$$L = \frac{U_C}{4 \cdot F_{max} \cdot I_{max} \cdot m_i}; \quad (1.9)$$

При  $U_c=720\text{В}$ ,  $F_{max}=20\text{кГц}$ ,  $I_{max}=50\text{А}$ ,  $m_i=0,06$  індуктивність реактора становить  $L=3\text{ мГн}$ .

Значення коефіцієнта пульсацій вище  $m_i=0.08$  викликає пульсацій струму коректора на частоті імпульсної модуляції. При необхідності ці пульсації можуть бути зменшені додатковим фільтром високочастотних гармонік  $L1=400\text{ мкГн}$ ,  $C1=5\text{ мкФ}$ .

Таким чином, основними елементами силової частини фільтра, що визначають її вартість, втрати потужності та масогабаритні показники є силові ключі і реактивні елементи (дроселі і конденсатори) тому варто більш детально зупинитися на поліпшенні їх параметрів.

### 1.5 Умови та принципи побудови силових гібридних фільтрів в системах обмеженої потужності

Сучасна система «СЕР – споживач» (рис. 1) являє собою комплекс, що складається з *децентралізованої мережі обмеженої потужності* з синусоїдною напругою  $220\text{В}$  та частотою  $50\text{Гц}$ , яка має відносно великий опір короткого замикання ( $Z_{кз} > 4\%$ ), *напівпровідникового перетворювача* (мостового випрямляча), що забезпечує формування вихідної вольт-амперної характеристики для живлення *активного навантаження з ємнісним фільтром*, та *схеми узгодження* нелінійних вхідних кіл перетворювача з мережею живлення, яка може бути реалізована на основі силових фільтрів, приєднаними послідовно або паралельно до входу випрямляча.

Забезпечення заданих вимог до електромагнітної сумісності мережі живлення з навантаженнями є одним з напрямків забезпечення надійності функціонування СЕР електроприладів різноманітного призначення. Створення спеціальних пристроїв, що забезпечують узгодження мостових випрямлячів з навантаженням та мережі живлення обмеженої потужності, передбачає, з однієї сторони, вибір раціональних структур пасивних чи активних фільтрів, з іншої сторони, необхідне проведення оптимізації їх елементів в

залежності від заданих показників якості з урахуванням параметрів мережі та навантаження.



Рис. 1.13 Блок-схема «СЕР – споживач»

Раціональне вирішення такої задачі за умови мінімальних вартості та встановленої потужності обладнання можливе шляхом формування гібридних структур, що складаються з пасивних фільтрів та АКФС, які встановлюються на вході мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром чи навіть на вході групи таких споживачів, та визначення оптимального співвідношення внесків в ефект приглушення вищих гармонік струму за рахунок дії пасивного та активного фільтруючих пристроїв. У разі необхідності реалізації джерела струму для мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром раціональним рішенням є вибір індуктивно-ємнісного перетворювача (ІЄП), що одночасно виконує функцію фільтра вищих гармонік вхідного струму.

Тому розвиток принципів побудови, вдосконалення структур та оптимізації елементів силових фільтрів, спрямованих на забезпечення електромагнітної сумісності однофазних мостових випрямлячів з активним навантаженням та ємнісним фільтром у системах обмеженої потужності, є актуальною науковою задачею.

В результаті попереднього аналізу [69, 77, 104-109] прийнято за основу такі базові структури фільтрів (рис. 1.14), які можна застосувати для забезпе-

чення електромагнітної сумісності на вході мостових випрямлячів.

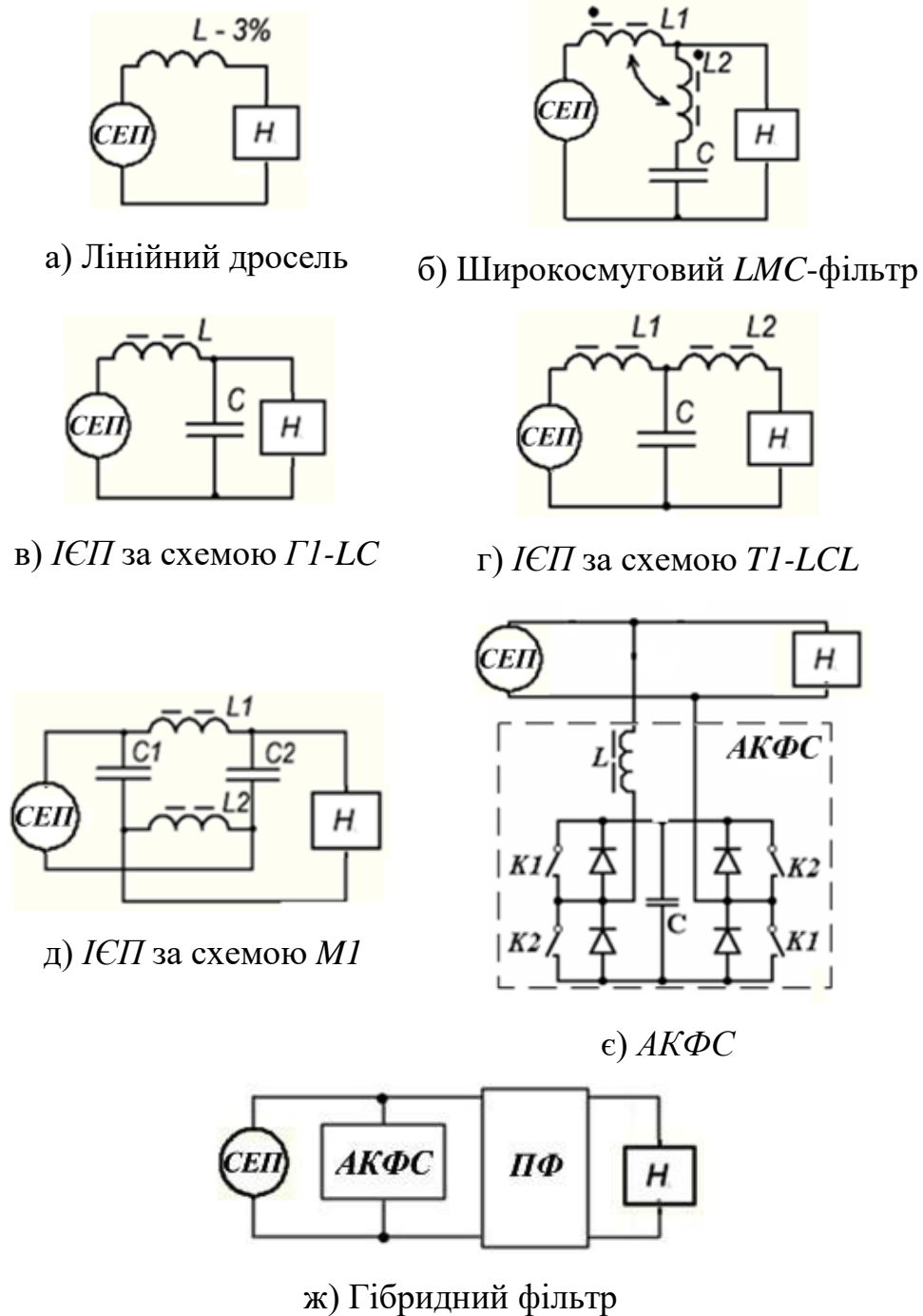


Рис. 1.14 Базові структури фільтруючих пристроїв

На підставі вивчення властивостей, недоліків та переваг цих фільтруючих пристроїв визначено умови та принципи побудови силових гібридних фільтрів як основи комплексного підходу при їхній розробці:

1. Критерієм вибору базових структур (рис.1.14 ) для побудови гіб-

ридного фільтра є можливість їх приєднання до випрямляча або навіть групи випрямлячів, що дозволяє уникнути переоснащення вже встановленого обладнання.

2. Забезпечення  $\cos \varphi$ , близького до одиниці, та  $THD_I$  струму споживання  $<3\%$  з метою мінімізації впливу на інших споживачів, що підключені до *СЕР* обмеженої потужності [100-102].

3. Мінімізація динамічних втрат *АКФС* (рис.1.14 *ε*) шляхом зменшення частки перетворюваної коректором енергії за рахунок приглушення вищих гармонік струму за допомогою пасивного фільтра у гібридній структурі (рис.1.13 *ж*), вибору оптимальної величини індуктивності реактора коректора та вдосконалення методу керування його силовими ключами.

4. Вдосконалення структури *ЛМС*-фільтра (рис.1.14 *б*) для усунення комутаційних сплесків струму на вході випрямляча, які впливають на встановлену потужність елементів *АКФС* у разі побудови гібридної структури.

5. Визначення оптимального співвідношення параметрів активної та пасивної частин гібридного фільтра (рис.1.14 *ж*) за умови мінімальних вартості та встановленої потужності всього комплексу устаткування з урахуванням за-даних показників електромагнітної сумісності.

Забезпечення можливості формування вольт-амперної характеристики на виході випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром не тільки виду  $U=const$ , але й у вигляді  $I=const$  шляхом вибору такої структури *ІСП* (рис.1.14 *в, з, д*), використання якої дозволяє поєднати в одному пристрої функції джерела струму та пасивного фільтра із заданими показниками електромагнітної сумісності.

---

Посилання [1-9, 13, 15, 16, 18, 22-26, 28-31, 33-42, 49-54, 56-59, 61-63, 65, 66, 69, 70, 72, 74, 76, 77, 79-81, 92, 94, 95, 97-102, 104-133, 136-139 ] див. список використаних джерел стор. 155-169.

## 1.6 Висновки до розділу 1

1. Електромагнітна сумісність напівпровідникових перетворювачів електроенергії з мережею живлення є актуальною проблемою в *СЕР* з обмеженою потужністю. Існуючі підходи до покращення електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з *СЕР* з обмеженою потужністю мають суттєві переваги та недоліки. Перспективним є використання гібридних фільтрів, що об'єднують позитивні властивості пасивних і активних фільтрів і, по можливості, нівелюють негативні.

2. З метою визначення оптимального варіанту реалізації електромагнітної сумісності мостового випрямляча з ємнісним фільтром, активним навантаженням і *СЕР* з обмеженою потужністю, потрібно більш детально дослідити електромагнітні процеси, що проходять в такій структурі.

3. Однофазний широполосний *ЛМС*-фільтр становить практичний інтерес для досягнення мети налагодження *ЕМС* мостового випрямляча з ємнісним фільтром та *СЕР* з обмеженою потужністю, адже існує можливість шляхом вибору параметрів елементів такого фільтра змінювати характер залежності  $THD_I$  в функції від потужності навантаження.

4. Дослідження мостового випрямляча з ємнісним фільтром при живленні його від індуктивно-ємнісного перетворювача джерела напруги в джерело струму буде проведено в даній роботі.

5. Основними елементами фільтрів, що визначають їх вартість, втрати потужності та масогабаритні показники є силові ключі і реактивні елементи (дроселі і конденсатори), тому варто більш детально зупинитися на поліпшенні їх параметрів. Для якісної оптимізації гібридного фільтра потрібно дослідити окремо на предмет електромагнітної сумісності його активну та пасивну частини з *СЕР* з обмеженою потужністю.

Матеріали представлені у розділі дозволили сформулювати завдання дисертаційної роботи.

## РОЗДІЛ 2

### ВИЗНАЧЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ФУНКЦІОНУВАННЯ ПАСИВНИХ ТА АКТИВНИХ ФІЛЬТРІВ НА ВХОДІ ВИПРЯМЛЯЧА З ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ ТА АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

2.1 Дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження

У випадку практичного застосування нелінійних навантажень можуть виникати режими роботи, коли споживачі працюють на повну потужність тільки протягом невеликого проміжку часу, а в основному вони працюють на значно меншій потужності, що пов'язано з умовами виконання технологічного циклу або специфіки використання навантаження. Дослідження подібних режимів роботи не проводились. У зв'язку з цим були вивчені всі процеси, що виникають у таких ситуаціях, і визначено значення одного з основних показників якості споживання електроенергії – коефіцієнт гармонік струму  $THD_I$  на реальному макеті «АКФС – мостовий випрямляч – ємність фільтра ( $C_\phi$ ) – активне навантаження ( $R_H$ )».

Експериментальні дослідження АКФС дали змогу також оцінити внесу прийнятими допущеннями похибку (у напівпровідникових елементах не враховувалися комутаційні втрати, конденсатори і реактори мали нескінченну добротність і всі ці компоненти вважалися ідеальними).

Доцільним виявився спосіб визначення  $THD_I$ , пов'язаний з проведенням на основі теорії планування цілеспрямованих експериментів на однофазному макеті АКФС (рис. 2.1) [1, 56] і представлення результатів у вигляді математичної моделі.

У теорії планування експерименту [75, 103] зазвичай розглядаються завдання, в яких похибка у визначенні функції цілі  $Y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$  є суттєвою і обумовлена дією випадкових факторів, що не враховуються в експерименті.

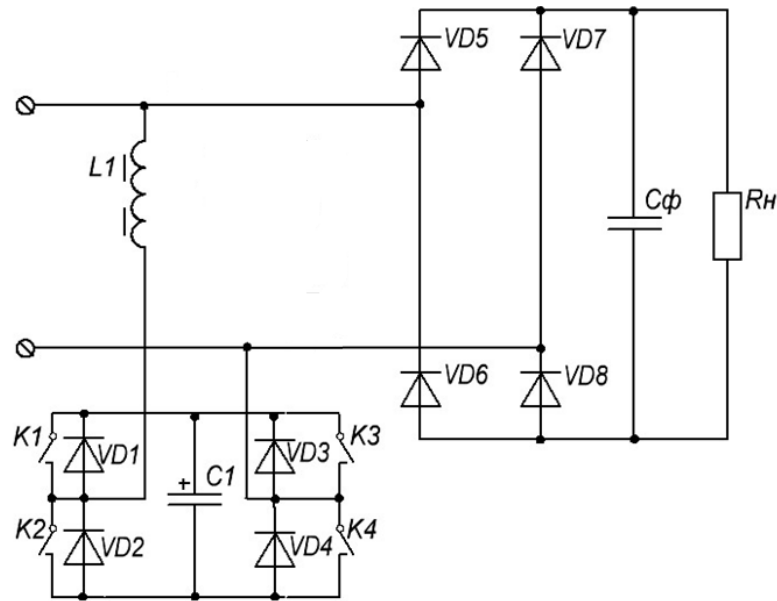


Рис. 2.1 АКФС з однофазним мостовим випрямлячем, ємністю фільтра та активним навантаженням

Однак у цьому випадку, коли досліди дають змогу визначити величину  $THD_I$  практично без помилок, необхідно, щоб розбіжність між експериментальними значеннями і значеннями, представленими апроксимуючим виразом, не перевищувало допустимої величини. Існує декілька шляхів отримання адекватної інформації:

- а) звуження (зменшення) інтервалів варіювання факторів;
- б) виділення фактору, що породжує неадекватності, і реалізація для решти  $n-1$  факторів «к» планів, у кожному з яких виділена змінна зафіксована на деякому рівні;
- в) перехід до плану повного факторного експерименту при великому числі рівнів варіювання факторів, наприклад, до плану  $3^n$ ;
- г) перетворення метрики факторного простору, тобто перехід до нових чинників, функціонально пов'язаних зі старими;
- д) добудовування вихідного плану до плану більш високого порядку і визначення коефіцієнтів при квадратах факторів, тобто отримання квадратичного полінома.

Що стосується розглянутої задачі, найбільш доцільним виявився шлях, пов'язаний з побудовою ортогонального плану другого порядку [43, 73], що дає прийнятну адекватність при плануванні експериментів у системах, що містять  $L$ - $C$  перетворювачі і випрямлячі з ємнісним фільтром та активним навантаженням [82, 83].

Функцією цілі є коефіцієнт гармонік струму  $THD_I$ , а в якості факторів обрані  $X_1$  – ємність фільтра на виході випрямляча,  $X_2$  – напруга живлення мережі. Інтервали варіювання незалежних змінних  $X_1$ ,  $X_2$ , представлені в табл. 2.1. Коефіцієнт гармонік струму вимірювався приладом *C.A. 8335 Power&QualityAnalyser*.

Таблиця 2.1

**Інтервали варіювання незалежних змінних  $X_1$ ,  $X_2$**

| Рівень варіювання   | $X_1$ (мкФ)       | $X_2$ (В)       |
|---------------------|-------------------|-----------------|
| Основний рівень     | $X_{10}=2295$     | $X_{20}=220$    |
| Інтервал варіювання | $\Delta X_1=1155$ | $\Delta X_2=22$ |
| Верхній рівень      | $X_{1max}=3450$   | $X_{2max}=242$  |
| Нижній рівень       | $X_{1min}=1140$   | $X_{2min}=198$  |

Матрицю планування кодованих значень факторів показано в табл. 2.2, а також представлено значення функції цілі  $THD_I$ , що визначено експериментально та  $\hat{THD}_I$  обчислене за отриманим поліномом.

На основі  $THD_I$  реалізованого ортогонального плану другого порядку були визначені коефіцієнти поліномів кодованих змінних за такою формулою:

$$b_i = \left( \sum_{N=1}^9 x_{iN} Y_N \right) \left( \sum_{N=1}^9 x_{iN}^2 \right)^{-1}. \quad (2. 1)$$

$THD_I$  відповідно до даних табл. 2.2 представляється поліномом

$$THDi = 10,27 - 4,48x_1 - 0,43x_2 + 3,55x_1^2 - x_2^2 + 0,75x_1x_2 \quad (2.2)$$

Середнє відхилення значення  $\hat{THDi}$  від значення  $THD_I$  становить 3,7 %, максимальне 6,8 % при  $X_1=3450$  мкФ,  $X_2=220$ В.

Таблиця 2.2

**Матриця планування експерименту по ортогональному плану другого порядку**

| N | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_N, \%$ |              |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|-----------|--------------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | $THD_I$   | $\hat{THDi}$ |
| 1 | +1    | -1    | -1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 18,2      | 18,4         |
| 2 | +1    | +1    | -1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 8,5       | 8,02         |
| 3 | +1    | -1    | +1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 15,5      | 16,12        |
| 4 | +1    | +1    | +1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 8,8       | 8,66         |
| 5 | +1    | -1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 19,2      | 18,3         |
| 6 | +1    | +1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 8,7       | 9,34         |
| 7 | +1    | 0     | -1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 9,5       | 9,7          |
| 8 | +1    | 0     | +1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 9,3       | 8,84         |
| 9 | +1    | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 10,0      | 10,27        |

Однією з переваг теорії планування експерименту є наочність отриманих результатів, у чому можна переконатися з рис. 2.2 , на якому зображена поверхня відгуку коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  у двофакторному просторі  $x_1, x_2$ .

Для зручності використання отриманих коефіцієнтів перетворення ви-прямяча доцільно перейти від кодованих значень факторів до їх натуральних значень за формулою

$$x_i = (X_i - X_{icp}) / (X_{imax} - X_{icp}), \quad (2.3)$$

де  $X_{icp} = (X_{imax} + X_{imin}) / 2$ ,  $X_{icp}$  - основний рівень незалежної змінної  $X_i$ .

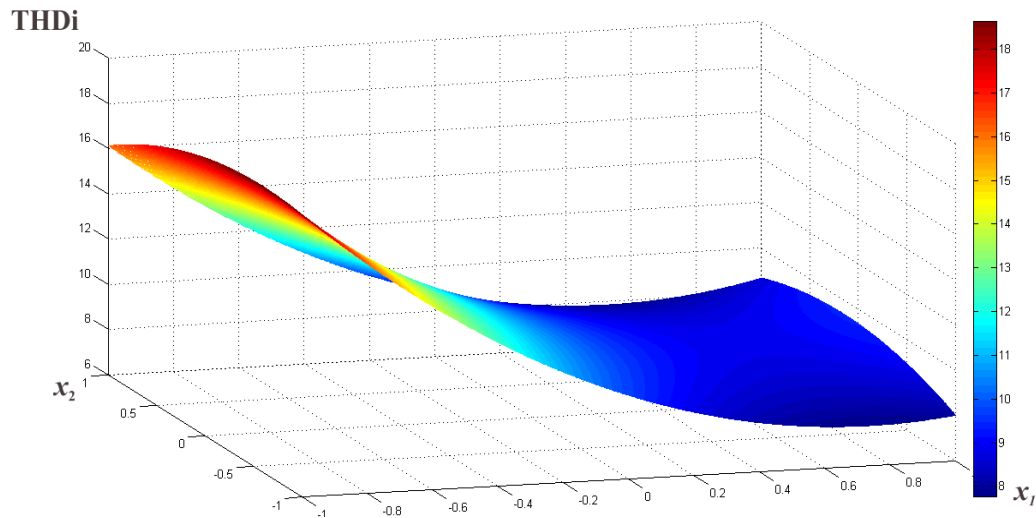


Рис. 2.2 Поверхня відгуку коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  в двофакторному просторі  $x_1, x_2$

Після перетворення за допомогою формули (2.3) поліном (2.2) набуде такого вигляду:

$$THD_I = -47,63 - 22,58 \cdot 10^{-3} X_1 + 81,97 \cdot 10^{-2} X_2 + 2,66 \cdot 10^{-6} X_1^2 - 2,068 \cdot 10^{-6} X_2^2 + 2,95 \cdot 10^{-5} X_1 X_2; \quad (2.4)$$

Використовуючи поліном (2.3), визначимо для конкретних значень ємності фільтра  $X_1 = 2295$  мкФ і напруги мережі живлення  $X_2 = 220$ В значення  $THD_I$ , яке в цьому випадку становить 10,27 %.

На рис. 2.3 наведені залежності коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  від факторів  $X_1, X_2$ , при фіксованих значеннях фактора  $X_1$  ( $C_\phi$ : 1155 мкФ, 2295 мкФ, 3000 мкФ). Як видно, при відхиленнях напруги мережі живлення (200...240 В)  $THD_I$  змінюється незначно при  $C_\phi = 2295$  мкФ (менше 1 %) або дещо більше ( $\sim 4$  %) при  $C_\phi = 1155$  мкФ.

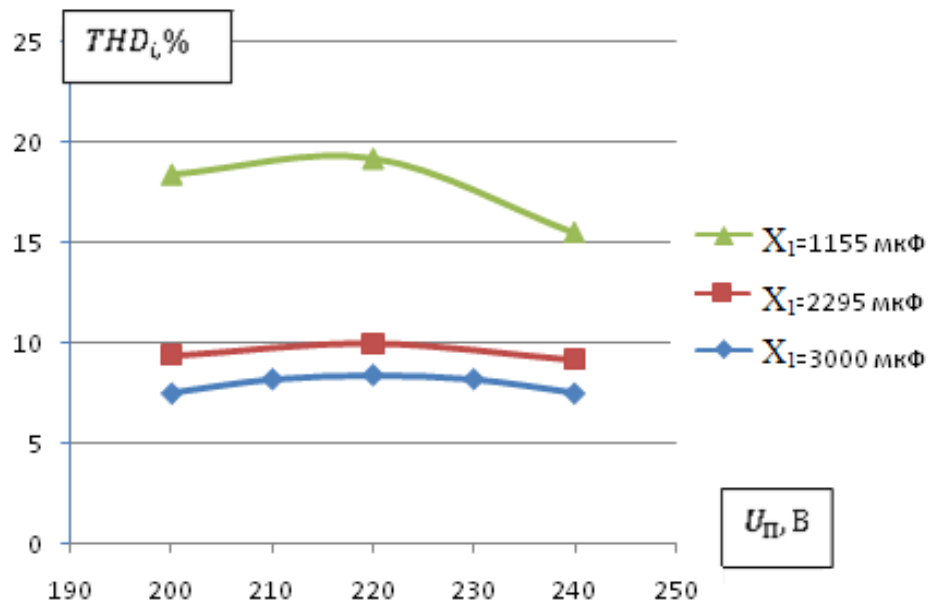


Рис. 2.3 Залежності коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  від факторів  $X_1$ ,  $X_2$

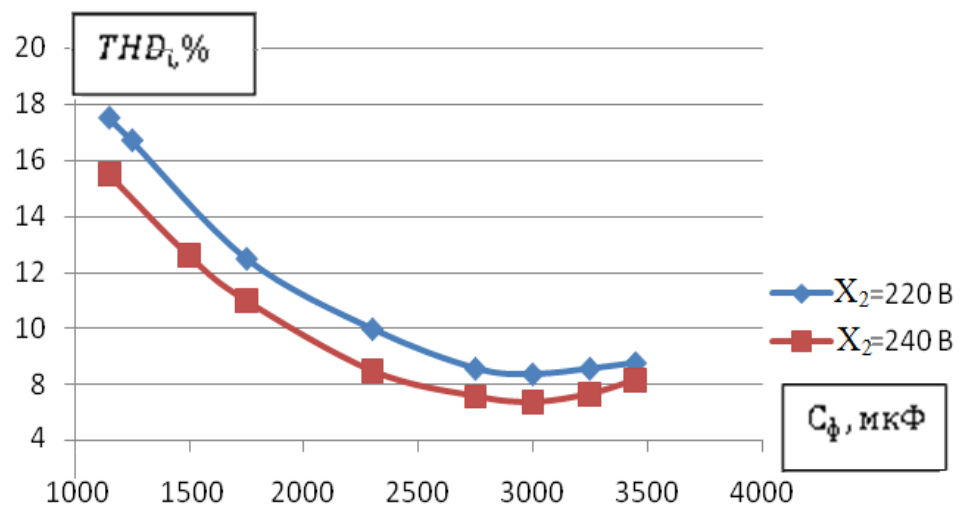


Рис. 2.4 Залежності коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  при зміні фактора  $X_1$  при фіксованому значенні фактора  $X_2 = 220; 240$  В

Більш суттєві зміни  $THD_I$  (до 10 %) спостерігаються при зміні фактора  $X_1$  при фіксованому значенні фактора  $X_2 = 220, 240$  В (рис. 2.4) і для значення фактора  $X_1 = 3000$  мкФ спостерігається мінімальне значення  $THD_I$ .

Одним з факторів, який може застосовуватися в цій системі, є опір навантаження  $R_n$ , тому доцільно визначити його вплив на  $THD_I$ . У зв'язку з цим був організований експеримент за ортогональним планом другого порядку. В якості факторів обрані  $X_2$  – опір навантаження  $R_n$  і  $X_1$  – ємність фільтра  $C_\phi$ , включеного на виході випрямляча. Інтервали варіювання цих факторів наведено в табл. 2.3 .

Таблиця 2.3

**Інтервали варіювання незалежних змінних  $X_1, X_2$**

| Рівень варіювання   | $X_1$ (мкФ)       | $X_2$ (Ом)        |
|---------------------|-------------------|-------------------|
| Основний рівень     | $X_{10}=2295$     | $X_{20}=28,0$     |
| Інтервал варіювання | $\Delta X_1=1155$ | $\Delta X_2=21,0$ |
| Верхній рівень      | $X_{1max}=3450$   | $X_{2max}=40,0$   |
| Нижній рівень       | $X_{1min}=1140$   | $X_{2min}=16,0$   |

Після операції кодування факторів був проведений експеримент за ортогональним планом другого порядку. Матрицю планування кодованих значень факторів наведено в табл. 2.4.

На основі реалізованого ортогонального плану другого порядку були визначені коефіцієнти поліномів кодованих змінних за формулою (2.1).

$THD_I$  відповідно до даних таблиці представляється поліномом

$$THD_I = 16,47 - 4,07x_1 + 0,133x_1^2 - 0,267x_2^2 - 1,75x_1x_2 \quad (2.5)$$

У табл. 2.4 представлено значення  $\hat{THD}_I$ , обчислене за останнім поліномом. Середня відмінність  $\hat{THD}_I$  від вимірюваного значення  $THD_I$  становить 2,7 %, максимальна в точці з координатами  $x_1 = -1$ ,  $x_2 = 0$  дорівнює 5 %.

**Матриця планування експерименту  
по ортогональному плану другого порядку**

| N | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_N, \%$ |               |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|-----------|---------------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | $THD_I$   | $\hat{THD}_I$ |
| 1 | +1    | -1    | -1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 18        | 19,9          |
| 2 | +1    | +1    | -1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 14        | 14,02         |
| 3 | +1    | -1    | +1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 22        | 22,16         |
| 4 | +1    | +1    | +1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 11        | 10,52         |
| 5 | +1    | -1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 21,4      | 20,41         |
| 6 | +1    | +1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 12        | 12,53         |
| 7 | +1    | 0     | -1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 17        | 16,2          |
| 8 | +1    | 0     | +1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 16        | 16,2          |
| 9 | +1    | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 16        | 16,47         |

На рис. 2.5 зображено поверхню відгуку для коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  у двофакторному просторі, по якій можна простежити залежності функції цілі від факторів  $X_1$ ,  $X_2$ .

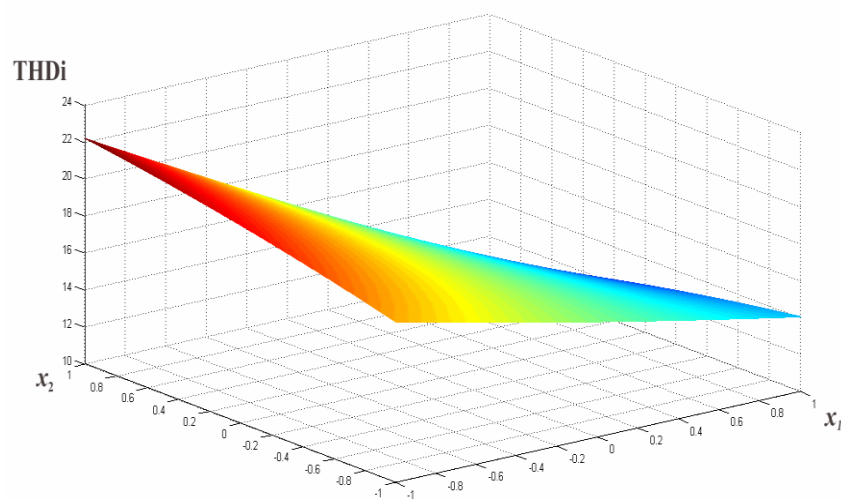


Рис. 2.5 Поверхня відгуку коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$   
в двофакторному просторі  $x_1$ ,  $x_2$

Відповідно до формули (2.3) можна перейти від кодованих змінних до натуральних, які зручніше використовувати на практиці. Після перетворення поліном (2.5) набуде такого вигляду:

$$THD_I = 15,52 - 4,44 \cdot 10^{-4} X_1 + 0,39 X_2 + 9,96 \cdot 10^{-8} X_1^2 - 1,85 \cdot 10^{-3} X_2^2 - 1,262 \cdot 10^{-4} X_1 X_2; \quad (2.6)$$

На рис. 2.6 представлено залежності  $THD_I$  від ємності фільтра  $C_\phi$  при різних значеннях опору навантаження  $R_H = 16; 28; 40$  Ом, з яких видно, що зі збільшенням ємності фільтра знижується  $THD_I$  при всіх значеннях опору навантаження, що є природною закономірністю роботи випрямляча на активне навантаження з ємністю фільтра.

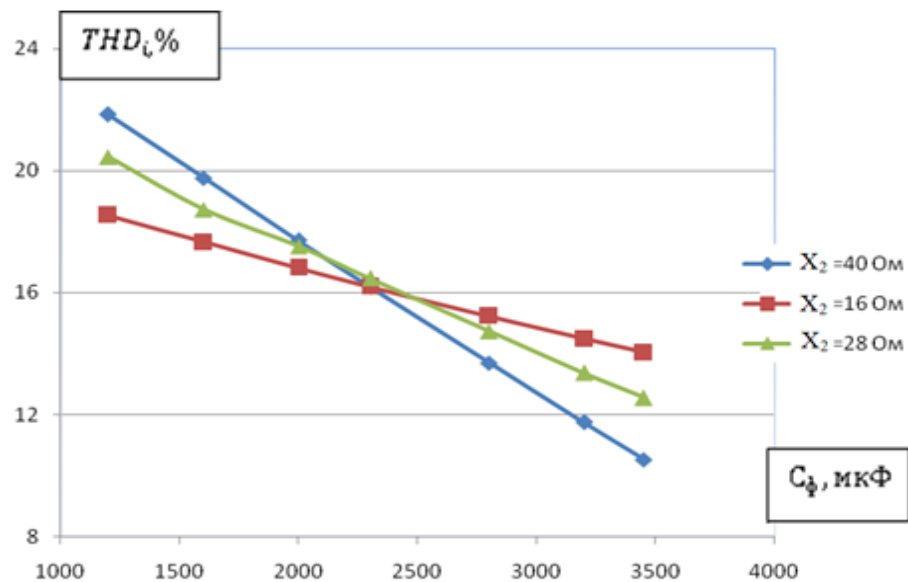


Рис. 2.6 Залежності  $THD_I$  від ємності фільтра  $C_\phi$  при різних значеннях опору навантаження  $R_H = 16; 28; 40$  Ом

На рис. 2.7 ця закономірність підтверджується для кривої 1, у той же час крива 2 показує незначну залежність  $THD_I$  від опору навантаження.

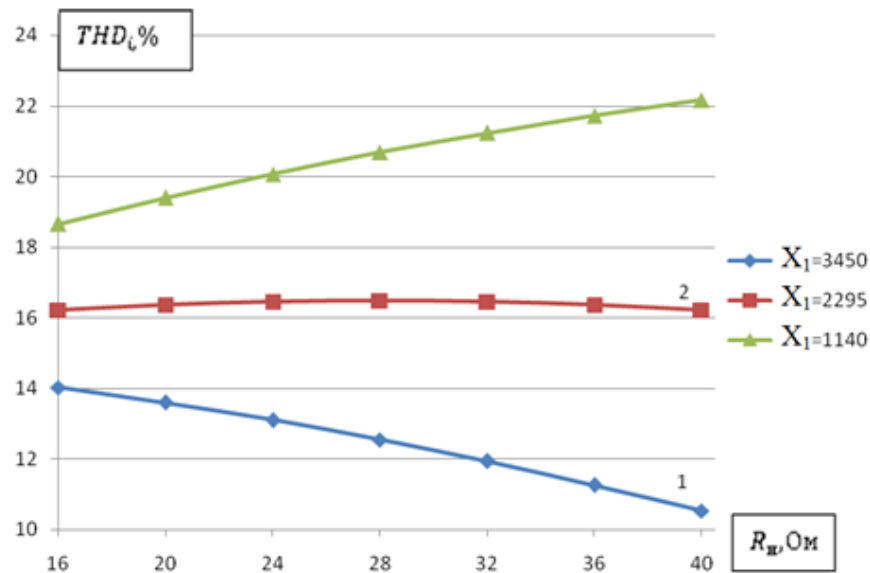


Рис. 2.7 Залежності  $THD_I$  від опору навантаження  $R_n$  при різних значеннях ємності фільтра  $C_\phi = 1140; 2295; 3450$  мкФ

Зростання ємності фільтра призводить до зменшення коефіцієнта гармонік струму. Відхилення напруги живлення несуттєво впливає на коефіцієнт гармонік спотворення струму. Чим менше опір навантаження, тим менше діапазон зміни  $THD_I$  як при збільшенні  $R_n$ , так і при збільшенні  $C_\phi$ .

Існує значення ємності фільтра (у нашому випадку  $C_\phi = 2295$  мкФ), при якому коефіцієнт гармонік струму майже не змінюється при зміні опору навантаження. Якщо при цьому  $THD_I$  буде вище бажаного, то можна підключити пасивний фільтр, тобто перейти до варіанту гібридного фільтра, відкоригувавши бажані значення  $THD_I$  при потрібному діапазоні зміни опору навантаження.

## 2.2 Дослідження роботи пасивного LMC-фільтра при малій потужності навантаження

У підрозділі 2.1 досліджувався АКФС при малій потужності відносно номінального навантаження, внаслідок чого вдалося оцінити динаміку зміни

залежності  $THD_I$  від розглянутих факторів, які впливають на електромагнітну обстановку в системі [86]. Оскільки останнім часом широко використовують гібридні фільтри для поліпшення якості параметрів електричної енергії, природньо є таким же чином досліджувати пасивну частину передбачуваного гібридного фільтра. Для цього, на основі теорії планування експериментів на однофазному макеті «*LMC*-фільтр - мостовий випрямляч – ємність фільтра ( $C_\phi$ ) – активне навантаження ( $R_n$ )», який зображено на (рис. 1.2), було проведено ряд експериментів при малій потужності навантаження відносно номінальної з представленням результатів у вигляді математичної моделі.

Таким чином, згідно [43, 73], функцією цілі є коефіцієнт гармонік струму  $THD_I$ , а в якості факторів обрані  $X_1$  – ємність фільтра на виході випрямляча,  $X_2$  – активний опір навантаження. Інтервали варіювання незалежних змінних  $X_1$ ,  $X_2$ , представлені в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5

#### Інтервали варіювання незалежних змінних $X_1$ , $X_2$

| Рівень варіювання   | $X_1$ (мкФ)       | $X_2$ (Ом)      |
|---------------------|-------------------|-----------------|
| Основний рівень     | $X_{10}=2200$     | $X_{20}=28$     |
| Інтервал варіювання | $\Delta X_1=1100$ | $\Delta X_2=15$ |
| Верхній рівень      | $X_{1max}=3300$   | $X_{2max}=43$   |
| Нижній рівень       | $X_{1min}=1140$   | $X_{2min}=13$   |

Коефіцієнт гармонік струму  $THD_I$  теж, як і в підрозділі 2.1, вимірювався приладом *C.A. 8335Power & QualityAnalyser*.

Після операції кодування факторів з урахуванням обраних інтервалів варіювання був організований експеримент за ортогональним планом другого порядку.

Матриця планування кодovаних значень факторів показана в таблиці 2.6, де представлено значення функції цілі  $THD_I$ , визначене експериментально і, обчислене за отриманим поліномом.

Таблиця 2.6

**Матриця планування експерименту за ортогональним планом  
другого порядку**

| N | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_N, \%$ |               |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|-----------|---------------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | $THD_I$   | $\hat{THD}_I$ |
| 1 | +1    | -1    | -1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 18,7      | 18,7          |
| 2 | +1    | +1    | -1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 21,3      | 21,34         |
| 3 | +1    | -1    | +1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 18,1      | 17,9          |
| 4 | +1    | +1    | +1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 19,5      | 19,36         |
| 5 | +1    | -1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 20        | 20,1          |
| 6 | +1    | +1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 22,1      | 22,14         |
| 7 | +1    | 0     | -1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 20,5      | 20,47         |
| 8 | +1    | 0     | +1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 18,7      | 19,07         |
| 9 | +1    | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 21,7      | 21,57         |

На підставі реалізованого ортогонального плану другого порядку було визначено коефіцієнти поліномів кодovаних змінних за формулою (2.1), де  $THD_I$  відповідно до даних таблиці 2.5 представляється поліномом:

$$THD_I = 21,57 + 1,02x_1 - 0,7x_2 - 0,45x_1^2 - 1,8x_2^2 - 0,3x_1x_2 \quad (2.7)$$

Середнє відхилення значення  $\hat{THD}_I$  від значення  $THD_I$  становить 2,5 %, максимальне 2,8 % при  $X_1 = 3300$  мкФ і  $X_2 = 43$  Ом.

Однією з переваг теорії планування експерименту є наочність отриманих результатів, у чому можна переконатися з рис. 2.8, на якому зображена поверхня відгуку коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  в двофакторному просторі  $x_1, x_2$ .

Для зручності використання отриманих результатів на практиці доцільно перейти від кодованих змінних до натуральних значень змінних згідно з формулою (2.3) і після перетворення поліном (2.5) набуде наступного вигляду:

$$THD_I = 11,64 + 3,076 \cdot 10^{-3} X_1 + 0,44X_2 - 3,72 \cdot 10^{-7} X_1^2 - 8 \cdot 10^{-3} X_2^2 - 1,818 \cdot 10^{-5} X_1X_2 \quad (2.8)$$

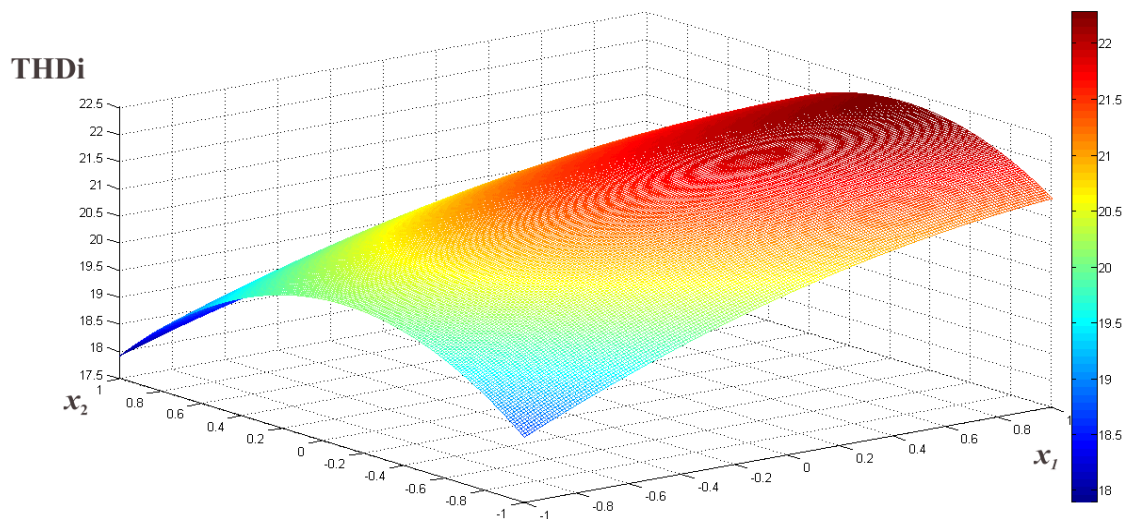


Рис. 2.8 Поверхня відгуку коефіцієнта гармонік струму  $THD_I$  в двофакторному просторі  $x_1, x_2$

На рис. 2.9 представлені залежності  $THD_I$  від опору навантаження  $R_H$  при різних значеннях ємності фільтра  $C_\phi = 1100, 2200, 3300$  мкФ, з яких видно, що максимальне значення  $THD_I$  доводиться на навантаження в 28 Ом і відхилення не перевищує 2,8%.

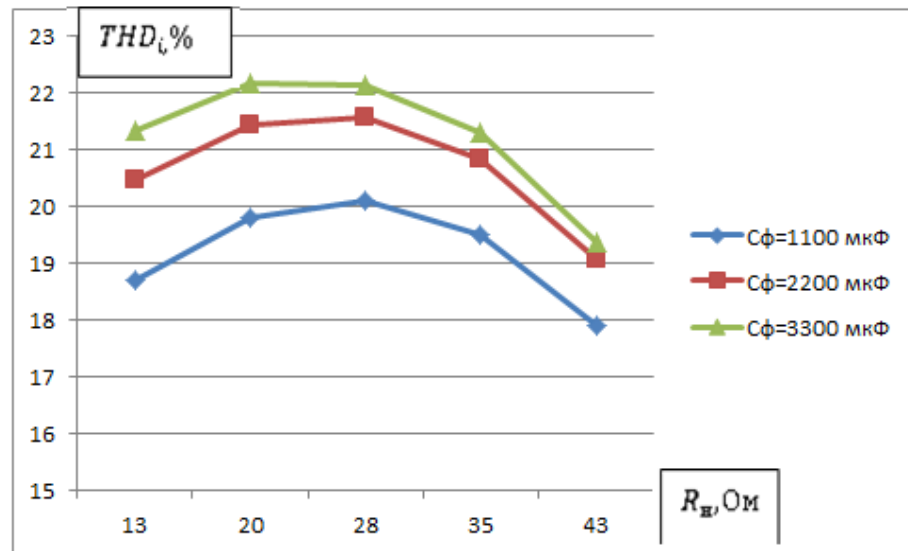


Рис. 2.9 Залежності  $THD_I$  від опору навантаження при різних значеннях ємності фільтра 1100, 2200, 3300 мкФ

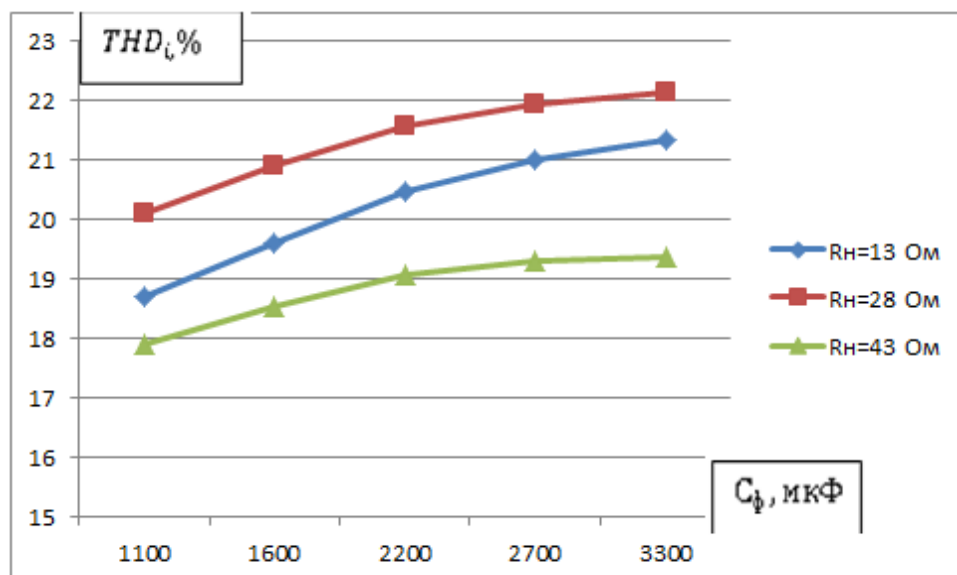


Рис. 2.10 Залежності  $THD_I$  від ємності фільтра при різних значеннях опору навантаження 13, 28, 43 Ом

На рис. 2.10 представлено залежності  $THD_I$  від ємності фільтра при різних значеннях опору навантаження 13, 28, 43 Ом, з яких видно, що зі збільшенням ємності фільтра збільшується  $THD_I$  при всіх значеннях опору навантаження, що є протилежним явищем щодо того, як аналогічно досліджувався  $AK\Phi C$  (рис. 2.6).

Проведені дослідження показали, що  $LMC$ -фільтр поводить себе більш стабільно, ніж  $AK\Phi C$  по відношенню перепадів показників  $THD_I$  від рівнів варіації розглянутих факторів, але не дає результатів поліпшення  $THD_I$  до нормативноприйнятих показників при малих потужностях навантаження. Тому доцільно досліджувати гібридну варіацію  $AK\Phi C$  і  $LMC$ -фільтра, де недоліки і переваги одного взаємокомпенсуються іншим і таким чином вдасться досягти потрібного рівня  $THD_I$  по відношенню до затверджених стандартів показників якості електричної енергії.

### 2.3 Оптимізація електромагнітних вузлів – реакторів з різними матеріалами осердь для активних коректорів форми струму

В підрозділі 1.4 було розглянуто принцип роботи  $AK\Phi C$  і основні критерії проектування такого фільтра та представлено формулу (1.9) для розрахунку величини індуктивності реактора.

Проте, щоби спроектувати реальний пристрій, а не імітаційну модель, необхідно визначитися з вибором матеріалу для осердя, через яке будуть проходити магнітні потоки різної частоти:

- частоти мережі живлення  $F=50$  Гц;
- частоти модуляції  $F_m$ , що має максимальне значення 20 кГц.

Також слід врахувати те, що ці реактори мають бути лінійними при струмі насичення до 60А.

Серед матеріалів для осердя були обрані наступні: ферити, електротехнічні сталі та аморфні сплави. За визначеними параметрами  $L$ ,  $I_m$ ,  $F$ ,  $\Delta I$  для

обраних матеріалів осердя були розраховані лінійні реактори. Втрати в осердях розраховано при середній частоті імпульсної модуляції ( $F_s=16, 8$  кГц) за період напруги мережі живлення.

Розрахунки реакторів (рис.1.6) з осердями із електротехнічної сталі та аморфного сплаву велись з використанням формул, що наведені в роботі [96]. Були обрані осердя з електромагнітної сталі *E360A(3424)* з товщиною стрічки 0,08 мм та аморфних С-осердь типу *Powerlite* (сплав *2605SA1*) *AMCC50* і *ACCC400* фірми *HITACHI*.

Максимальна енергія реактора визначалась як  $W_m = LI_m^2/2$  і за її значенням було визначено площу у щілині осердя з урахуванням випинання магнітного потоку в ній:

$$S = \left( \frac{W_m}{k_{iw} \cdot \sqrt{\beta} \cdot k_m \cdot B_m \cdot k_s} \right)^{4/7} \quad (2.9)$$

де  $k_{iw}$  – коефіцієнт намагнічувальної сили;  $\beta$  – коефіцієнт використання вікна осердя;  $k_m = I_m/I$  – коефіцієнт амплітуди імпульсу струму;  $I$  – діюче значення струму;  $B_m$  – максимальна індукція в матеріалі осердя;  $k_s$  – коефіцієнт випинання магнітного потоку у щілині.

Намагнічувальна сила визначається з [96] як

$$(Iw) = \frac{2W_m}{S \cdot k_m \cdot B_m \cdot k_s} \quad (2.10)$$

звідки знаходимо число витків  $w$ .

Немагнітна щілина визначається за наступною формулою:

$$l_x = \frac{\mu_0 \cdot k_m}{B_m \cdot k_s} (Iw) \quad (2.11)$$

де  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнітна константа.

Індуктивність реактора визначається відповідно до [96] як

$$L = \frac{\mu_0 \cdot w^2 S}{l_x} \quad (2.12)$$

В разі використання феромагнітних осердь в реакторах потрібно застосувати для їх розрахунку методику, викладену в роботі [64]. Згідно цієї методики були розраховані реактори  $L$ ,  $LI$  з феромагнітними осердями. Випинання магнітного потоку у щілині осердя та індуктивність реакторів визначались як у роботі [96]. В якості осердь були використані феритові осердя фірми «Teratron» типорозмірів  $EE 193/60$  та  $EE 160A$  з матеріалом осердя  $CF - 196$ .

В таблицях 2.7, 2.8 наведено розрахункові та фактичні параметри і характеристики реакторів  $LI=400$  мкГн,  $LI=1$  А та  $L=3$  мГн,  $LI=6$  А, відповідно, з різними матеріалами осердь.

Розрахунок втрат для аморфних  $C$ -осердь типу  $AMCC50$  та  $AMCC400$  проводився згідно технічного бюлетеня *MetglasAlloy 2605SA1* за наступною формулою:

$$P_{core} \left[ \frac{W}{kg} \right] = 6,5 \cdot F^{1,51} [кГц] \cdot B^{1,74} [Тл] \quad (2.13)$$

Розрахунок втрат для осердь з електротехнічної сталі  $E 360A (3424)$  було проведено для середньої частоти модуляції  $F_s=16,8$  кГц по формулі

$$p = p_0 \left( \frac{f}{f^*} \right)^\alpha \cdot \left( \frac{B_m}{B_m^*} \right)^\beta \cdot m \quad (2.14)$$

де  $p_0$  – питома потужність втрат (для сталі  $E 360A$   $p_0 = 21,7$  Вт/кг);

$f^* = 1$  кГц,  $B^* = 1$  Тл – базові значення частоти та індукції;

$\alpha$ ,  $\beta$  – коефіцієнти, одержані з обробки експериментальних залежностей питомих втрат від  $f$  та  $B_m$  (для сталі  $E 360A$   $\alpha = 1,2$ ,  $\beta = 1,6$ );  $m$  – вага осердя.

У феритах *EE193/60*, *EE130* втрати в осерді визначались відповідно до довідкових матеріалів фірми «Teratron».

Таблиця 2.7

### Порівняння параметрів реактора *L1* з різними матеріалами осердь

|   |                             |   |   |  |
|---|-----------------------------|---|---|--|
| Матеріал осердя,<br>тип осердя, реакто-<br>ра |                             | Електротехнічна сталь<br>E360A,<br>товщина стрічки 0,08 мм;     | Аморфний сплав<br>2605SA1;                        | Ферит фірми «Teratron»;<br>Матеріал осердя CF – 196; |
| Параметри реактора                            |                             | П-подібне осердя<br>16x40x82;<br>Стрижневий однокатуш-<br>ковий | С-осердя АМСС50,<br>два комплекта; Бро-<br>ньовий | Типорозмір EE130;<br>Броньовий                       |
| Вага  | осердя, кг                  | 1,17  | 1,18  | 2,35   |
|   | міді, кг                    | 0,712   | 0,8   | 0,78   |
|   | Загальна<br>реактора,<br>кг | 2,2 (фактична)  | 2,95 (фактична)                                   | 3,13 (розрахунок)                                    |
| Габаритні розміри<br>реактора,<br>ммхммхмм    |                             | 75x80x120   | 55x66x155   | 70x130x135 (розрахунок)                              |
| Втрати  | в міді,<br>Вт               | 8,5   | 9,6   | 9,3  |
|   | в осерді,<br>Вт             | 2,5   | 0,5   | 4,9  |
| Вартість осердь,<br>євро                      |                             | 39  | 84  | 37   |

Аналіз отриманих характеристик реактора *L1* (таблиця 2.7) показав, що оптимальним є варіант реактора з осердям з електротехнічної сталі *E 360A* (товщина стрічки 0,08 мм), як такий, що має приблизно одну вартість з феритовим осердям, але має меншу вагу осердя.

Для реактора  $L$  визначити однозначно кращий варіант важко, враховуючи те, що для аморфних та феритових осердь втрати майже однакові, але з аморфним осердям реактор дорожчий, а з феритовим – важчий (більш ніж у два рази). Реактор з осердям із електротехнічної сталі має однакову вартість з феритовим, але майже у два рази менший по вазі, проте втрати в осерді в ньому більші (у 1,5 рази). Тому, при виборі варіанту виконання реактора  $L$ , потрібно визначатися, виходячи з комплексу всіх вимог або якоїсь конкретної. В реальному макеті реактор  $L$  виконано з аморфним осердям.

Таблиця 2.8

### Порівняння параметрів реактора $L$ з різними матеріалами осердь

|   |                                 |  |  |  |
|---|---------------------------------|--|--|--|
| Матеріал осердя,<br>тип осердя,<br>реактора |                                 | Електротехнічна сталь<br>E360A,<br>товщина стрічки 0,08 мм;    | Аморфний сплав<br>2605SA1;                         | Ферит фірми «Teratron»;<br>Матеріал осердя CF – 196; |
| Параметри<br>реактора                       |                                 | П-подібні осердя<br>16x40x82; чотири ком-<br>плекта; Броньовий | С-осердя АМСС400,<br>два комплекта; Бро-<br>ньовий | Типорозмір EE193/60; два<br>комплекта; Броньовий     |
| Вага  | осердя,<br>кг                   | 4,68   | 5,64   | 13,5   |
|   | міді, кг                        | 2,48   | 2,5  | 3,04   |
|   | Загаль-<br>на реак-<br>тора, кг | 7,3 (фактична)   | 8,5 (фактична)                                     | 16,54 (розрахунок)                                   |
| Габаритні розміри<br>реактора,<br>ммхммхмм  |                                 | 120x130x130  | 110x162x210  | 154x161x193 (розрахунок)                             |
| Втрати                                      | в міді,<br>Вт                   | 30   | 30,5   | 36,3   |
|   | в осер-<br>ді, Вт               | 120  | 62   | 45   |
| Вартість осердь,<br>євро                    |                                 | 156  | 270  | 158  |

## 2.4 Дослідження *LMC*-фільтру у складі однофазного гібридного фільтру на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням

Розглянуті в підрозділі 1.2 *LMC*-фільтри з успіхом можуть застосовуватися в якості пасивної складової (*ПФ*) гібридних фільтрів (рис. 2.11), що містять активні коректори форми струму (*АКФС*), які останнім часом знаходять все більш широке застосування. Застосування для поліпшення електромагнітної сумісності випрямляча і мережі тільки *АКФС* вимагає розраховувати його елементи на велику встановлену потужність, оскільки необхідно коригувати струм на величину відхилення амплітуди імпульсного струму випрямляча від амплітуди першої гармоніки струму ( $\Delta I$ ).

В цьому випадку показники якості електроенергії визначаються властивостями активного коректора струму, а його встановлена потужність залежить від властивостей пасивного фільтра.

У гібридних фільтрах пасивний фільтр частково згладжує імпульсний струм випрямляча, а вже за допомогою *АКФС* отримуємо бажаний  $THD_I$ .

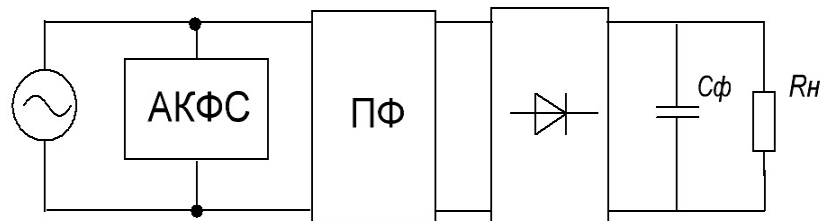


Рис. 2.11 Типова структура гібридного фільтра

При застосуванні *LMC*-фільтру на вході випрямляча, на кривій споживаного струму виникають комутаційні сплески (рис. 2.12) в моменти, коли випрямляч починає споживати струм з мережі, і параметри цього сплеску суттєво впливають на параметри коректора струму.

Так, від амплітуди сплеску, який характеризує значення максимального відхилення від форми першої гармоніки вхідного струму споживання з ме-

режі живлення, залежить встановлена потужність елементів коректора, а від крутизни наростання і спаду сплеску залежить  $THD_I$ , а також частота роботи інвертора коректора.

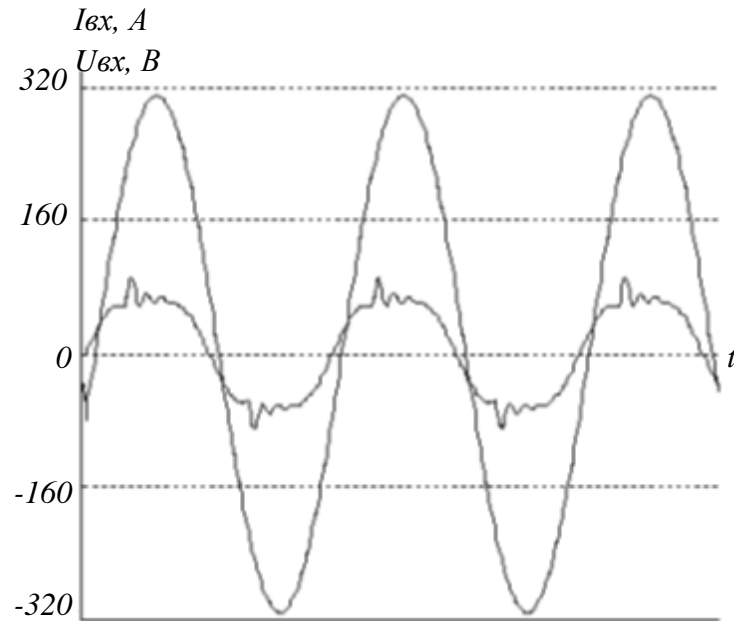


Рис. 2.12 Напряга мережі і вхідний струм  $LMC$ -фільтра

Було досліджено один з варіантів впливу на параметри комутаційного сплеску, який полягає в тому, що між поздовжньої обмоткою  $LMC$ -фільтра і входом випрямляча включається ще одна обмотка  $Ld$  (рис. 2.13 пунктиром).

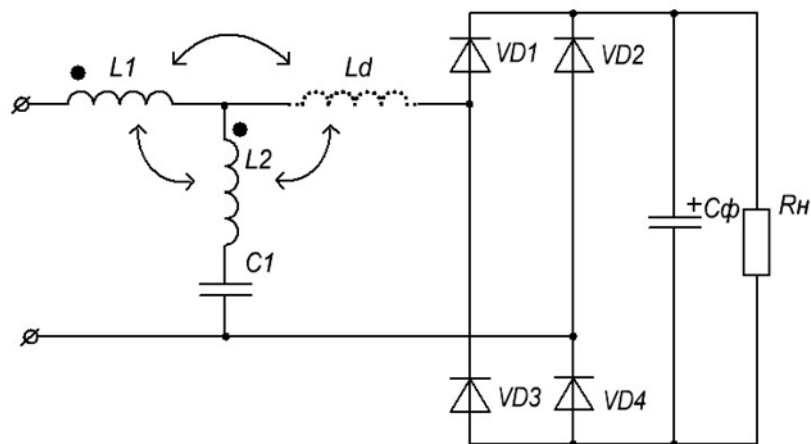


Рис. 2.13 Однофазний широкосмуговий  $LMC$ -фільтр

Включення її узгоджено або зустрічно має різний вплив на форму вхідного струму і характеристики  $LMC$ -фільтра.

У разі застосування  $LMC$ -фільтра в складі гібридного змінюються вимоги до його проектування. Це легко пояснити наступним чином: на рис. 2.14 наведені епюри споживаного з мережі струму ( $I_M$ ), струму першої гармоніки ( $I_1$ ) і струму коректора ( $I_k$ ). З наведених епюр видно, що струм  $I_k$  істотно менше струму  $I_M$  так, як він визначається не значенням струму споживача, а тільки його відхиленням від синусоїдального значення струму першої гармоніки. Тепер, крім поліпшення  $THD_I$ , необхідно ще й забезпечити у вхідному струмі мережі мінімум максимального відхилення від синусоїдальної форми його першої гармоніки. З цією метою в  $LMC$ -фільтр і введена додаткова обмотка  $L_d$ . Величина індуктивності  $L_d = 0,8$  мГн і була обрана з міркувань мінімального впливу на навантажувальну характеристику  $LMC$ -фільтра і максимального зниження амплітуди комутаційного сплеску.

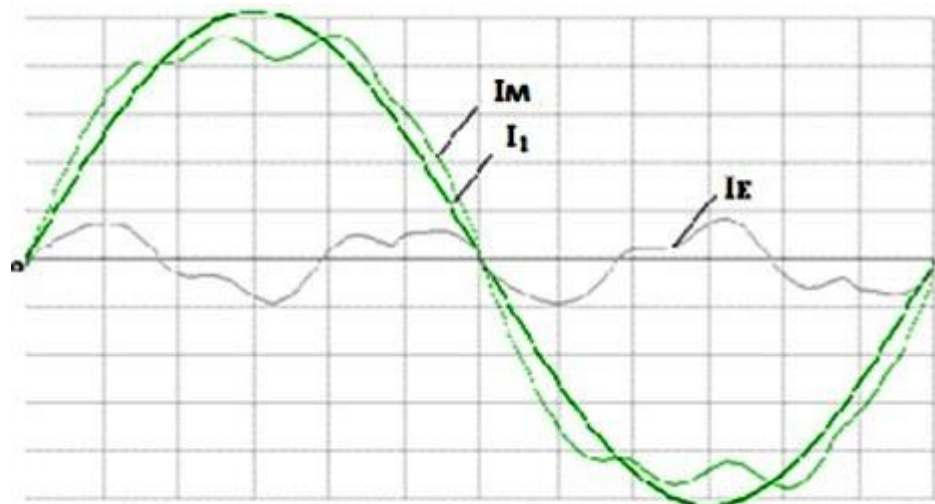


Рис. 2.14 Епюра струмів  $I_M$ ,  $I_1$ ,  $I_k$  для гібридного фільтра

Були проведені дослідження на математичних моделях з метою визначення основних параметрів якості споживаної електроенергії для 3 варіантів виконання  $LMC$ -фільтрів.

Для моделювання використовувалися значення параметрів без змін їх величин, які наведені після таблиці 1.1 для схеми, зображеної на рис.2.13. Результати дослідження наведені в таблиці 2.9.

Таблиця 2.9

### Розрахункові параметри варіантів використання *LMC*-фільтрів

| Варіант | $U_n$ , В | $I_n$ , А | $\Delta I$ , А | $THD_I$ , % | $I_3$ , % | $I_5$ , % | $I_7$ , % | $I_9$ , % | $\Delta U_n$ , В | $\cos\phi$ |
|---------|-----------|-----------|----------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|------------------|------------|
| 1       | 295,7     | 38,4      | 14,86          | 12,2        | 11,2      | 2,6       | 2,5       | 3,0       | 5                | 0,97       |
| 2       | 282,6     | 36,8      | 18,45          | 26,2        | 18,3      | 13,8      | 10,5      | 1,8       | 4,95             | 0,89       |
| 3       | 290,6     | 37,9      | 9,63           | 14,04       | 13,7      | 2,7       | 1,9       | 1,2       | 4,8              | 0,99       |

Під варіантом №1 слід розуміти варіант виконання двообмоткового (з  $L1$ ,  $L2$ ) *LMC*-фільтра, у варіанті №2 використовується *LMC*-фільтр з введенням додаткової обмотки  $Ld$ , включеної зустрічно по відношенню до обмотки  $L1$ . Варіант №3 ілюструє параметри *LMC*-фільтра з введенням додаткової обмотки  $Ld$ , включеної узгоджено по відношенню до  $L1$ .

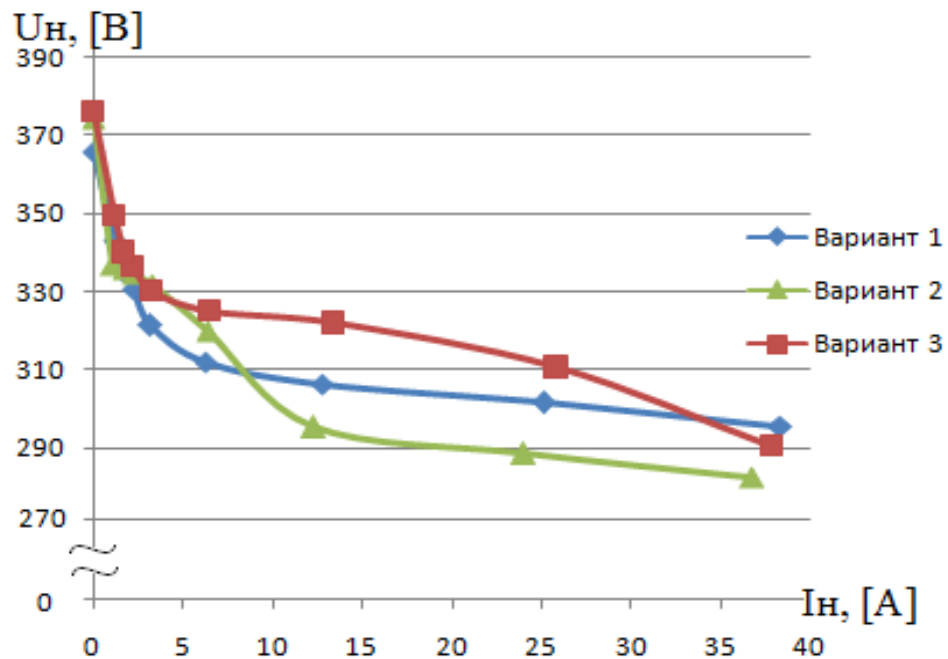


Рис. 2.15 Навантажувальні характеристики 3 варіантів виконання *LMC*-фільтрів

Аналіз результатів моделювання показав, що введення додаткової обмотки істотно впливає на роботу  $LMC$ -фільтра.

З таблиці 2.9 видно, що згідне включення додаткової обмотки має ряд переваг: зменшується  $\Delta I$ , практично не впливаючи на параметри навантаження і суттєво не погіршуючи  $THD_I$ . У той же час вказані параметри при зустрічному включенні додаткової обмотки  $LMC$ -фільтр значно погіршуються. Ступінь впливу варіантів виконання  $LMC$ -фільтра на його навантажувальну характеристику наведена на рис. 2.15, з якого видно, що номінальні потужності (10 кВт) для всіх трьох варіантів практично однакові.

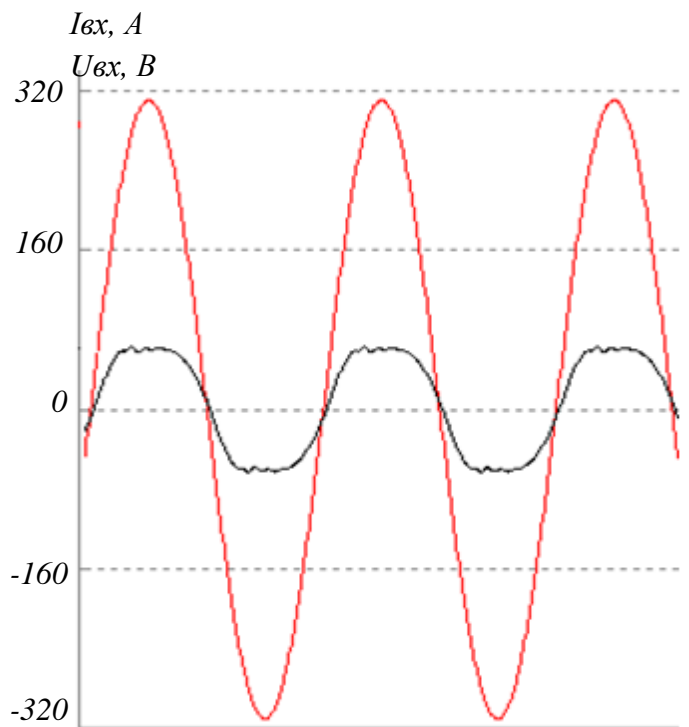


Рис. 2.16 Напряга мережі і вхідний струм  $LMC$ -фільтра з додатковою обмоткою, підключеної узгоджено

На рис. 2.16 наведені напруга мережі і вхідний струм ( $I_{ЛС}$ )  $LMC$ -фільтра з включенням узгоджено додаткової обмотки, як кращого варіанту по параметру  $\Delta I$ . При порівнянні рис.2.12 із рис. 2.16 видно відсутність комутаційного сплеску великої амплітуди і з крутим фронтом. Це дозволяє знизити час-

тоту роботи *АКФС*, а, отже, підвищити коефіцієнт корисної дії, і зменшити встановлені потужності його елементів.

---

Посилання [1, 43, 56, 64, 73, 75, 82-83, 86, 96, 103] див. список використаних джерел стор. 155, 159, 161-166.

## 2.5 Висновки до розділу 2

1. Встановлено, що при відносно малій потужності навантаження та обмеженому діапазоні її зміни у *АКФС*, зростання ємності фільтра призводить до зменшення коефіцієнта гармонік спотворення струму. Відхилення напруги живлення несуттєво впливає на коефіцієнт гармонік спотворення струму. Чим менше опір навантаження, тим менше діапазон зміни  $THD_I$  при збільшенні ємності фільтра. Існує значення ємності фільтра (у даному випадку 2295 мкФ), при якому коефіцієнт спотворення гармонік струму фактично не змінюється при зміні опору навантаження. У разі перевищення  $THD_I$  бажаного значення необхідно підключити пасивний фільтр, тобто перейти до варіанту гібридного фільтра, при цьому коригування значення  $THD_I$  необхідно забезпечити в заданому діапазоні зміни навантаження.

2. Встановлено, що *ЛМС*-фільтр слабозалежний від зміни величин ємності фільтра та опору навантаження по відношенню перепадів показників  $THD_I$  на потужностях, менших за номінальну. Оскільки поліпшення  $THD_I$  до затверджених стандартів показників якості електричної енергії на таких потужностях навантаження отримати не вдалося, доцільно досліджувати гібридну структуру *АКФС* і *ЛМС*-фільтра, де б їх недоліки і переваги взаємокомпенсувалися.

3. Встановлено, що введення у широкополосний *ЛМС*-фільтр додаткової обмотки, яка включена узгоджено з основною, дозволяє позбутися кому-

таційного сплеску в струмі споживання випрямної установки, що може зменшити частоту модуляції *АКФС*, якщо використовувати таку структуру як пасивний вузол у складі гібридного фільтра.

4. Проведено дослідження різних матеріалів осердь за питомими втратами в міді та в осердях, а також їх вартості. Проведено оптимізацію силового *L* та лінійного *L1* реакторів *АКФС*, внаслідок якої виявлено оптимальний варіант реактора *L1* з осердям з електротехнічної сталі *E360A* з товщиною стрічки *0,08 мм*, яке має приблизно таку ж вартість, як феритове осердя, але меншу вагу. Наведено рекомендації для вибору варіантів реалізації силового реактора *L АКФС*.

## РОЗДІЛ 3

### ГІБРИДНІ ФІЛЬТРИ НА ВХОДІ ВИПРЯМЛЯЧА З ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ ТА АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

#### 3.1 Однофазний гібридний фільтр на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням

В підрозділі 1.2 проведено порівняльний аналіз застосування ПФ для покращення якості електричної енергії, що споживається випрямлячем з ємнісним фільтром та активним навантаженням. Порівнювались два варіанти ПФ, встановлених на вході випрямляча, а саме лінійного реактора та широкосмугового *LMC*-фільтра [123].

Проведемо порівняльний аналіз використання для фільтрації струмів споживання випрямлячем тільки ПФ та гібридного фільтру, що поєднує у своєму складі активний фільтр та пасивні фільтри, що розглядалися у розділі 2. На рис. 3.1 приведена схема гібридного фільтру, що складається з пасивного *LMC*-фільтра та активного фільтру паралельного типу [14, 17]. Для спрощення моделювання *АКФС* представлений паралельним з'єднанням джерел струму, що генерують струм  $I_{a\phi}$ , який можна представити рядом Фур'є як суму гармонік різної амплітуди та фази та позначимо його як АФ. Миттєве значення  $I_{a\phi}$  генерується як різниця між миттєвими значеннями повного струму навантаження та його першої гармоніки. Індуктивності  $L1$ ,  $L2$  та взаємодуктивність  $M$  пасивного фільтру реалізуються реактором з загальним магнітним осердям та немагнітним зазором. Індуктивність  $L2$  включена послідовно з ємністю конденсатора  $C$  *LMC*-фільтру, на вихід якого включено однофазний мостовий випрямляч (діоди  $VD1$ - $VD4$ ) з ємнісним фільтром  $C_{\phi}$  і опором навантаження  $R_n$ .

Складання струму активного фільтру ( $I_{a\phi}$ ) з струмом пасивного фільтру ( $I_{n\phi}$ ) забезпечує споживання з мережі живлення вхідного струму ( $I_{вх}$ ) синусоїдальної форми, що по фазі збігається з напругою мережі. Розглянемо

детальніше результати моделювання процесів, що виникають в такій схемі та в інших варіантах підключення такого випрямляча.

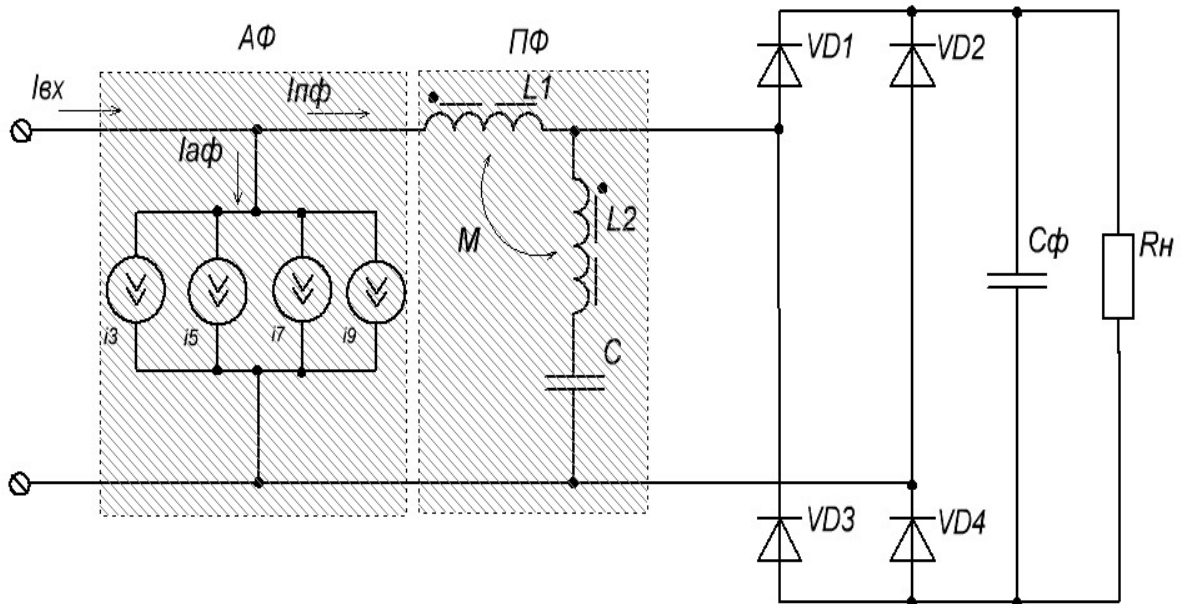


Рис. 3.1 Гібридний фільтр, що складається з пасивного *LMC*-фільтра та активного фільтру паралельного типу

В таблиці 3.1 наведено параметри, що характеризують варіанти використання при напрузі живлення 220В однофазних випрямлячів для активного навантаження потужністю 5кВт з ємністю конденсатора фільтру  $C_{\phi}=5000\text{мкФ}$  для всіх п'яти варіантів. Найбільш значущими вважались третя, п'ята, сьома та дев'ята гармоніки.

Ці параметри визначено з допомогою математичних моделей, реалізованих пакетами програм *MicroCap* та *Omega*. Адекватність цих математичних моделей підтверджено експериментально [24].

Таблиця 3.1

**Результати дослідження різних варіантах підключення мостового випрямляча до мережі живлення**

| Варіант |                   | $I_{вх},$<br>A | $I_{афr.m.s},$<br>A | $I_{маф},$<br>A | $U_{н},$<br>B | $I_{н},$<br>A | $THD_I,$<br>% | $I_3,$<br>% | $I_5,$<br>% | $I_7,$<br>% | $I_9,$<br>% |
|---------|-------------------|----------------|---------------------|-----------------|---------------|---------------|---------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1       | Без фільтру       | 40,3           | -                   | -               | 288,6         | 17,4          | 132,6         | 90,3        | 73,0        | 51,6        | 30,3        |
| 2       | <i>L.l.p.</i>     | 33,8           | -                   | -               | 284,8         | 17,8          | 95,1          | 79,2        | 47,5        | 19,0        | 6,6         |
| 3       | <i>LMC</i>        | 31,6           | -                   | -               | 303,8         | 16,5          | 18,3          | 15,7        | 2,5         | 3,1         | 3,2         |
| 4       | <i>L.l.p. +AF</i> | 24,2           | 23,3                | 48,8            | 285,1         | 17,6          | 2,6           | 0,8         | 0,4         | 0,3         | 0,3         |
| 5       | <i>LMC+AF</i>     | 31,1           | 5,6                 | 10,1            | 303,9         | 16,5          | 2,7           | 0,2         | 0,05        | 0,11        | 0,04        |

В варіанті №1 розглядається безпосереднє увімкнення навантаження через випрямляч до мережі. Коефіцієнт гармонік струму ( $THD_I$ ) перевищує 130%, що свідчить про споживання з мережі струму імпульсної форми та внесення в мережу значних спотворень. Для другого варіанту використовується у якості найпростішого фільтру 3% лінійний реактор (*L.l.p.*) з індуктивністю 0,5мГн (що обирається з міркувань балансу між напругою навантаження та граничним падінням напруги на цьому реакторі [8, 9]). Цей варіант теж не вносить суттєвих покращень в форму вхідного струму та має неприпустимо високий  $THD_I = 95,1\%$ . При використанні *LMC*-фільтру [24] з параметрами  $L1=5,3\text{мГн}$ ,  $L2=1,23\text{мГн}$  та  $C=170\text{мкФ}$  при напрузі навантаження  $300\pm 10\%V$  отримати нормативні показники також неможливо –  $THD_I$  хоч і покращився, але знаходиться на рівні 18%. Звичайно, можна використовувати більш якісніший *LMC*-фільтр, але неприпустимо великі ціна та масогабаритні показники такого фільтру обмежують їх використання.

Оскільки попередні варіанти фільтрації струму не забезпечують нормативні показники ЕМС, розглянемо як можливо цього досягти з допомогою гібридних фільтрів (додамо до цих варіантів активний фільтр). При моделюванні задамося величиною  $THD_I < 3\%$  при 5 кВт з  $U_{н}=300\pm 10\%V$ .

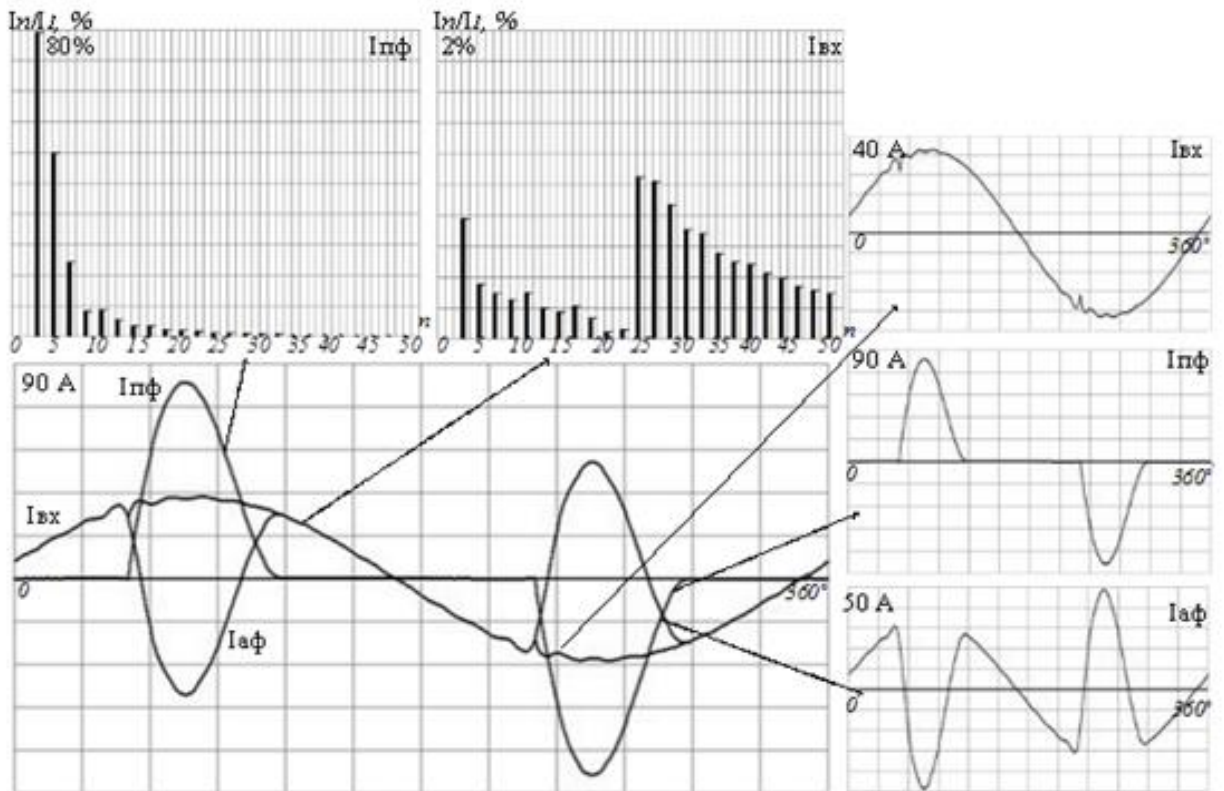


Рис. 3.2 Епюри струмів пасивного, активного та гібридного фільтрів

Підключимо паралельно до входу випрямляча активний фільтр в конфігурації з 3% реактором. Слід зазначити, що без обмежувача реактора на етапі перехідних процесів в схемі виникає пусковий сплеск струму, що в рази перевищує номінальний, і приводить до виведення з ладу АФ. Тому робота активного фільтра без спеціальних засобів обмеження струму на момент запуску не можлива. На рис. 3.2 зображено вхідний струм  $I_{вх}$ , близької до синусоїдальної форми, отриманий після корекції струму  $I_{нф}$  струмом  $I_{аф}$ , а також спектрограми, де по осі абсцис відкладено номери гармонік, а по осі ординат – їх відсоткові величини по відношенню до основної частоти. Спектральний аналіз вхідного струму до корекції (масштаб 80%) та після (масштаб 2%, див рис.3.2) показує, що коефіцієнт гармонік струму знижується в 37 разів. З табл. 3.1 (варіант 2 та 4) видно, що коефіцієнт гармонік струму вдалося знизити до рівня меншого за 3%, не змінюючи навантажувальну характеристику. Проте для досягнення такого рівня фільтрації потрібно підключати активний

фільтр з діючим значенням струму в 23,3 А, а максимальне миттєве значення струму, що потрібно подати в протифазі, складає майже 50 А.

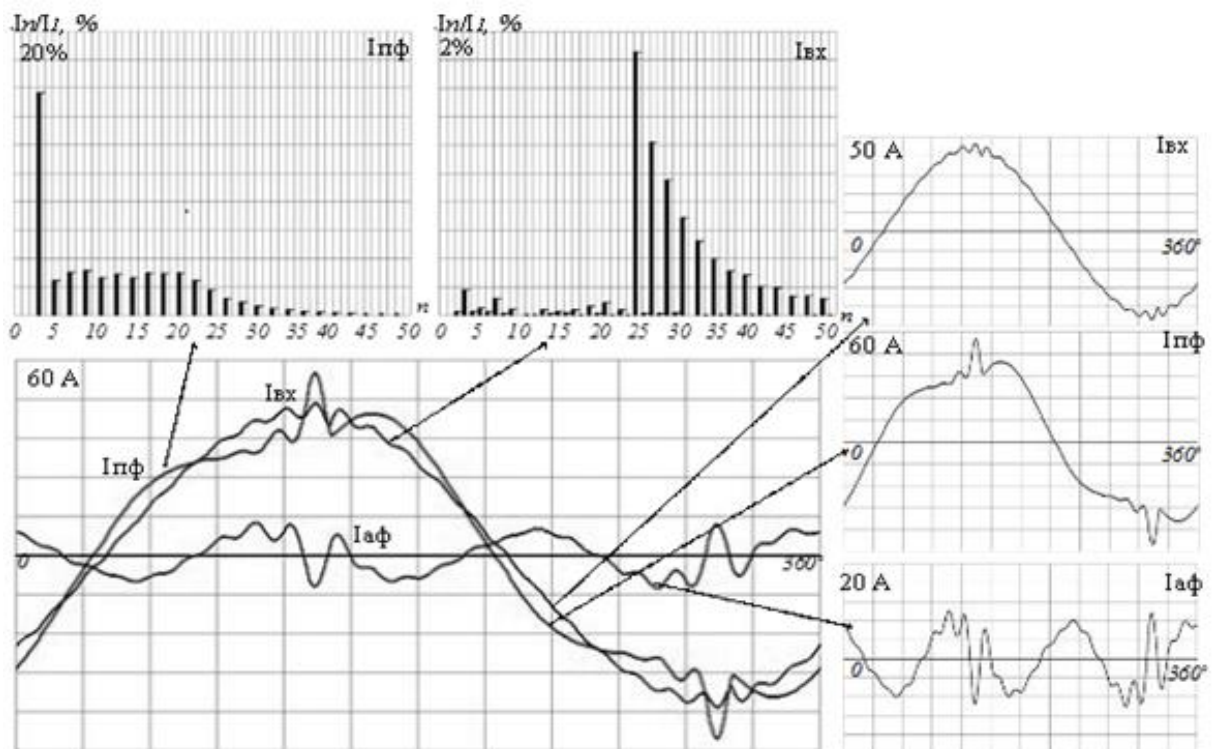


Рис. 3.3 Епюри струмів пасивного ( $LMC$ -фільтру), активного та гібридного фільтрів

Для того, щоб знизити значення діюче значення ( $r.m.s.$ ) струму активного фільтру, а отже його масогабаритні показники і, відповідно, вартість, промодельюємо варіант гібриду, в складі якого включений раніше досліджений пасивний  $LMC$ -фільтр.

На рис. 3.3 зображено епюри струму живлення пасивного фільтру  $I_{n\phi}$  з характерним комутаційним сплеском, струму активного фільтру  $I_{a\phi}$ , який є в протифазі до  $I_{n\phi}$ . Сформований таким чином результуючий струм  $I_{вх}$  є близьким до синусоїдального. Спектр такого струму до (масштаб 20%) та після підключення АФ (масштаб 2%, див. рис.3.3) свідчить, що коефіцієнт гармонік струму знизився з 18,3% до 2,7%, що є відмінним результатом. При цьому, діюче значення струму активного фільтру вдалося знизити в порівнянні з

використанням 3% реактора з 23,3 А до 5,6 А, а амплітудне – з 48,8 А до 10,1 А [68].

### 3.2 Оптимізація елементів активного коректора форми струму у складі гібридного фільтра алгоритмами переключення транзисторів інвертора

В підрозділі 2.3 проаналізовано роботу активного коректора форми струму (*АКФС*) на однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром та активним навантаженням при  $Ll=3\text{мГн}$  та  $C1=4700\text{мкФ}$  та максимальному амплітудному значенні його струму  $I_{max}=50\text{А}$ . Принцип дії *АКФС* полягає у формуванні струму, що є різницею між бажаною синусоїдою споживаного струму основної частоти і миттєвим значенням струму навантаження.

Останнім часом з'явилися публікації, в яких наголошується, що найбільш доцільним є використання у потужних однофазних навантаженнях гібридних фільтрів. Ці гібридні фільтри складаються з каскадного з'єднання паралельних активних фільтрів та послідовно-паралельних пасивних *LMC*-фільтрів [14, 17].

При використанні гібридних фільтрів показники якості електроенергії мережі живлення в основному обумовлені властивостями активного коректора, а його потужність залежить від характеристик пасивного фільтра, який ефективно пригнічує вищі гармоніки випрямляча та зменшує амплітуду струму на своєму вході.

Проведемо оптимізація елементів *АКФС* у складі гібридного фільтра завдяки вибору належних алгоритмів переключення транзисторів інвертора.

У підрозділі 2.4 проведено оптимізацію електромагнітних елементів-реакторів з різними матеріалами осердь та визначено формулу (1.7) для частоти імпульсної модуляції, яка пов'язує такі параметри схеми, як індуктивність реактора  $Ll$ , коефіцієнт високочастотних пульсацій  $mI=\Delta I/2I_{max}$ , де  $\Delta I$  - ширина зони гістерезису релейного елемента,  $a=U_m/U_{C1}$ ,  $U_{C1}$  – напруга на

конденсаторі  $C1$  та  $x = \omega t$  – кругова частота. Максимальна частота імпульсної модуляції має вигляд  $F_{max} = u_{C1}/2L1 \cdot \Delta I$  [85].

На рис. 3.4 зображено принципову схему гібридного фільтру, який складається з активного коректора форми струму та пасивного  $LMC$ -фільтру, та має за навантаження однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром і активним опором. Комп'ютерне моделювання такої схеми було реалізовано в спеціалізованій програмі *Omega 2010*, розробленій в Інституті електродинаміки НАН України.

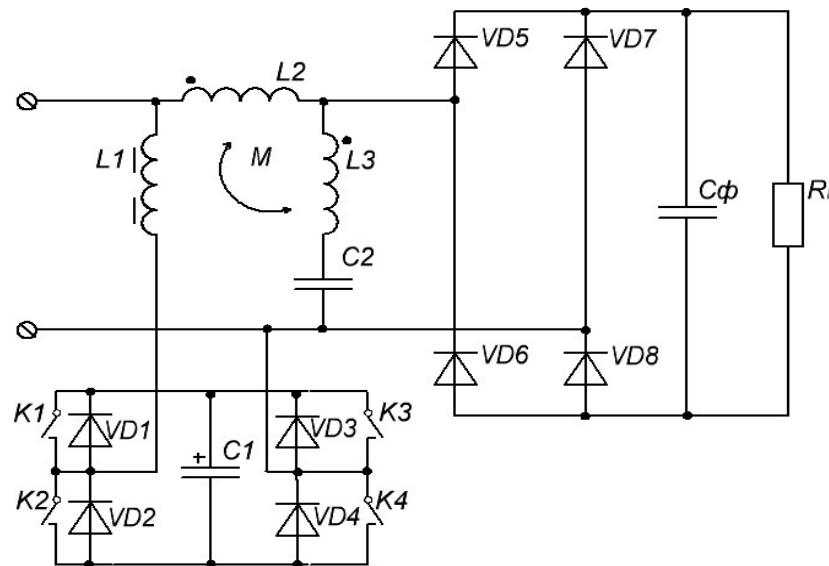


Рис. 3.4 Принципова схема гібридного фільтру

Параметри схеми для моделювання обирались для проведення порівняння з  $AK\Phi C$  [85] за умови забезпечення рівності максимального амплітудного значення струму  $AK\Phi C$   $I_{L1\ max} = 50$  А, ( $I_{L1\ rms} = 16,91$  А) і були наступними: напруга живлення 230В, частота напруги 50Гц, потужність навантаження 10кВт ( $U_n = 300 \pm 10\%V$ ), ємність конденсатора фільтра  $C_\phi = 10000$ мкФ;  $LMC$ -фільтр представлений реактором з індуктивностями  $L2 = 3$ мГн,  $L3 = 8$ мГн, та конденсатором з ємністю  $C2 = 170$ мкФ має  $THD_t = 30\%$ . В результаті проведе-

ного моделювання було отримано епюри струму та напруги на реакторі  $L1$  під час імпульсної модуляції, які наведено на рис. 3.5.

Як видно з рис. 3.5, струм  $i_{L2}$  - на вході  $LMC$ -фільтра [17] має значні спотворення у діапазоні  $x=\pi/6-5\pi/6$ , тому максимум частоти імпульсної модуляції має бути у цьому діапазоні.

Активний коректор форми струму може працювати в наступних станах реактора  $L1$ : «накопичення енергії – прискорена її віддача» [85], «прискорене накопичення енергії – її віддача», «накопичення енергії – її віддача», саме останній стан розглянуто у цьому підрозділі.

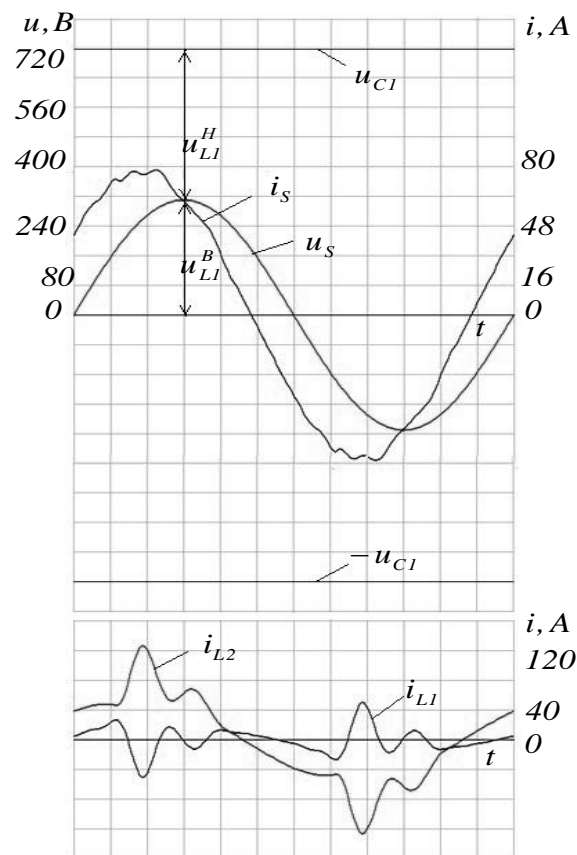


Рис. 3.5 Епюри струму та напруги на реакторі  $L1$

На інтервалі накопичення енергії, коли увімкнені ключі  $K1$  та  $K4$ , напруга на реакторі  $L1$   $u_{L1}^H = U_{C1} - u_s$ . В режимі віддачі при увімкнених ключах  $K2$  та  $K4$  напруга на реакторі  $L1$  дорівнює  $u_{L1}^B = u_s$ .

Тривалість інтервалів накопичення  $\Delta T_H$  та віддачі  $\Delta T_B$  визначається наступними формулами  $\Delta T_H = LI \cdot \Delta I / u_{LI}^H$  та  $\Delta T_B = LI \cdot \Delta I / u_{LI}^B$ . Частота імпульсної модуляції визначається як  $F_m = 1 / \Delta T_H + \Delta T_B$ ,  $F_m = u_s (U_{C1} - u_s) / U_{C1} LI \cdot \Delta I$ .

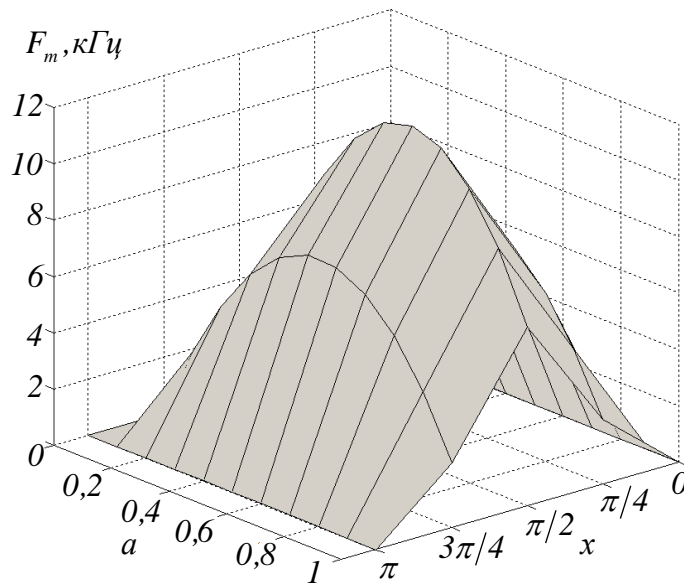


Рис. 3.6 Поверхня відгуку функції  $F_m$

Напруга мережі живлення змінюється відповідно формули (1.6) і, при позначеннях відношень  $U_m / U_{C1} = a$  та  $\omega t = x$ , частота імпульсної модуляції буде мати наступний вираз:

$$F_m = (U_{C1} / LI \cdot \Delta I) (a \sin x - a^2 \sin^2 x) \quad (3.1)$$

Формула (3.1) дає параболічний, неоднозначний по аргументу  $a$ , характер зміни функції  $F_m$  і має максимальне значення при  $x = \pi/2$  та  $U_{C1} = 720\text{В}$ ,  $LI = 3,0 \text{ мГн}$ ,  $\Delta I = 6\text{А}$ ,  $a = 0,5$ :

$$F_{max} = u_{C1} / 4 LI \cdot \Delta I \quad (3.2)$$

Слід зазначити, що це значення  $F_{max} = 10\text{кГц}$ , отримано з формули (3.2), два рази менше за аналогічне значення  $F_{max} = 20 \text{ кГц}$ , що визначене по формулі (1.8) підрозділу 1.4 при майже тих самих значеннях  $U_{C1} = 720\text{В}$ ,  $a = 0,472$ ,

$Ll=3,0$  мГн,  $\Delta I=6$ А. На рис. 3.6 та 3.7 відповідно зображено поверхню відгуку функції  $F_m$  та графічна залежність зміни функції  $F_m/F_{max}$  при постійному значенні  $a=0,5$ .

У разі, якщо потрібна більша максимальна частота, наприклад,  $F_{max}=20$  кГц, тоді можливо зменшити у двічі індуктивність реактора  $Ll$  (до значення  $Ll=1,5$ мГн).

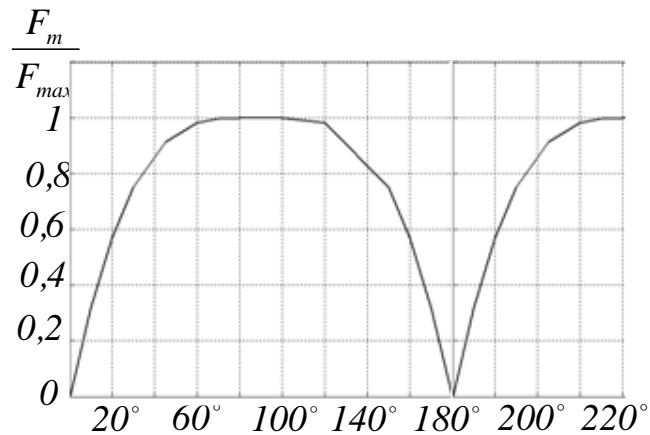


Рис. 3.7 Графічна залежність зміни функції  $F_m/F_{max}$  при постійному значенні  $a=0,5$

Для розрахунку втрат в магнітопроводі дроселя практичний інтерес представляє середнє значення частоти імпульсної модуляції  $F_S$  за період мережевої напруги. З формули (3.1) знаходимо:

$$F_S = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_m dx = F_{max}(8a/\pi - 2a^2)$$

Для однофазного активного коректора форми струму, при максимальній амплітуді напруги  $U_m=340$ В,  $U_{Cl}=720$ В,  $a=0,5$ ,  $F_{max}=10$  кГц, середня частота імпульсної модуляції складає  $F_S=7,73$  кГц. Це значення середньої частоти імпульсної модуляції значно менше за частоту імпульсної модуляції, яка визначена, коли активний коректор форми струму працює в стані реактора «накопичення – прискорена віддача енергії» та складає  $F_S=16,8$ кГц при  $U_m=340$ В,  $U_{Cl}=720$ В,  $a=0,5$  [85].

На рис. 3.5 було наведено результати моделювання роботи  $AK\Phi C$ [8] в складі гібридного фільтру, проте, для зменшення встановленої потужності  $AK\Phi C$  було проведено додаткове моделювання схеми на рис. 3.4. Результати наведено на рис. 3.8, де  $i_{L1}^*$  та  $i_{L2}^*$  - струми  $AK\Phi C$  та пасивного  $LMC$ -фільтру відповідно.

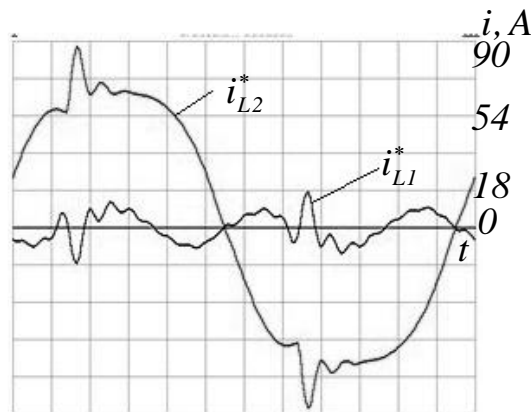


Рис. 3.8 Епюри струмів  $AK\Phi C$  та пасивного  $LMC$ -фільтру

В цьому випадку,  $LMC$ -фільтр має покращений  $THD_I = 12\%$  при тих самих заданих початкових параметрах схеми (напруга живлення 230В, частота напруги 50Гц, потужність навантаження 10кВт ( $U_N = 300 \pm 10\%V$ ), ємність конденсатора фільтра  $C\phi = 10000\text{мкФ}$ ), але з індуктивностями  $L2 = 5,3\text{мГн}$ ,  $L3 = 1,23\text{мГн}$ , та конденсатором з ємністю  $C2 = 170\text{мкФ}$ . При цьому повна компенсація споживаного струму досягається при максимальному амплітудному значенні струму  $AK\Phi C$   $I_{L1}^*_{max} = 16,98$  А та діючому  $I_{L1}^*_{rms} = 6,5$  А. Ці значення струмів  $AK\Phi C$  майже в тричі менші за аналогічні (при тих же параметрах навантаження), коли використовувався  $AK\Phi C$  в поєднанні з  $LMC$ -фільтром, що мав  $THD_I = 30\%$ , тому потужність  $AK\Phi C$  вдалося зменшити з 4кВт до 1,5кВт за рахунок незначного збільшення масогабаритів пасивної частини (оскільки використовується  $LMC$ -фільтр, де реактор виконаний з магнітозв'язаними обмотками).

Формулу (3.2) можна записати у наступному вигляді:  $F_{max} \cdot LI = u_{C1}/4 \cdot \Delta I$ . З неї видно, що добуток  $F_{max} \cdot LI$  має розмірність опору і його доцільно розглядати як внутрішній опір АКФС. В свою чергу, максимальна частота імпульсної модуляції  $F_{max}$  зумовлює втрати безпосередньо в транзисторах інвертора та у реакторі  $LI$ [85].

### 3.3 Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу

Постає задача з'ясування можливості за допомогою  $\Gamma\Phi$  зниження вартості фільтра зі збереженням головної переваги АФ – здатності забезпечити будь яку якість фільтрації гармонік струму при будь якому навантаженні. Для загального порівняння представимо АФ як паралельне з'єднання для кожної фази фільтра ідеальних джерел струму основних вищих гармонік струму, починаючи з 5-ої, як показано на рис. 3.9. На ньому мережа представлена джерелами ЕРС  $eA, eB, eC$  з внутрішнім опором короткого замикання  $Z_{K3}$ , що задається індуктивностями  $L7- L9 = 0,055\text{мГн}$  ( $Z_{K3}^* = 3\%$ ). Активний фільтр т.зв. паралельного типу представлено для кожної фази трьома джерелами струму  $I_{A\Phi}$  5-ої, 7-ої, 11-ої гармонік, що цілком достатньо для поставленої мети (на рисунку таке з'єднання показано тільки для фази  $A$ ). Навантаженням є трифазний випрямний міст з резистором  $R_H$ , які еквівалентують інвертор, двигун електроприводу з частотним керуванням і згладжуючу пульсації випрямленої напруги батарею конденсаторів  $C4$  великої ємності на виході. В якості пасивного фільтра використовується двоуреакторна ( $L1, L2, L3$  і  $L4, L5, L6$ ) схема типу *Lineator* з батареєю конденсаторів  $C1, C2, C3$ , включених в "трикутник" [122-123].

Комп'ютерне моделювання цієї схеми та її модифікацій проводилося за допомогою спеціалізованої програми *Omega 2010*, розробленої в Інституті електродинаміки НАН України. Параметри елементів схеми обиралися вихо-

дючи з використання трифазної мережі 0.4 кВ, 50 Гц з  $Z_{K3}$  і активного навантаження в 250 кВт.

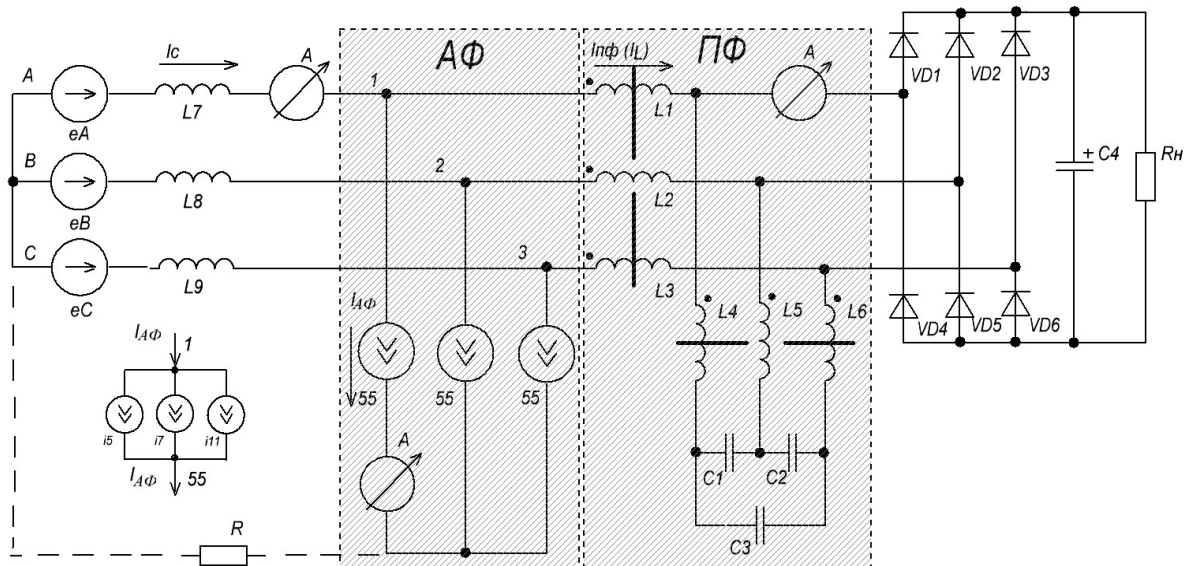


Рис. 3.9 Трифазна схема гібридного фільтра

На першому етапі АФ і ПФ виключалися і визначалися форма, спектральний склад і фазові кути гармонік споживаного з мережі струму при наявності тільки 2%-го лінійного реактора з відповідними індуктивностями  $L1=L2=L3=0.037$  мН, який застосовується зазвичай як мінімальна міра для поліпшення спектра струму. Використання такого реактора дозволяє зменшити коефіцієнт нелінійних спотворень струму  $THD_I$  з  $\sim (100-110)\%$  (без наявності реактора) до  $\sim (30-40)\%$  (при його наявності), що істотно зменшує вимоги до струму АФ або кількості паралельних модулів. Результати моделювання наведено на рис. 3.10, а і б. Амплітуда 1-ої гармоніки струму мережі  $I_C$  становить 530 А і цей струм відстає по фазі від ЕРС мережі на 15 ел.градусів, амплітуди 3 найбільших гармонік представлено у відсотках від основної і вказані кути зсуву фаз в ел.градусах.

Як бачимо, коефіцієнт гармонік струму мережі неприпустимо високий,  $THD_I = 36.2\%$  при нормативі не більше 5% в точці загального з'єднання навантажень відповідно до стандартів *IEEE519-2014*. Таким чином, застосування тих чи інших фільтрів в даному випадку обов'язкове.

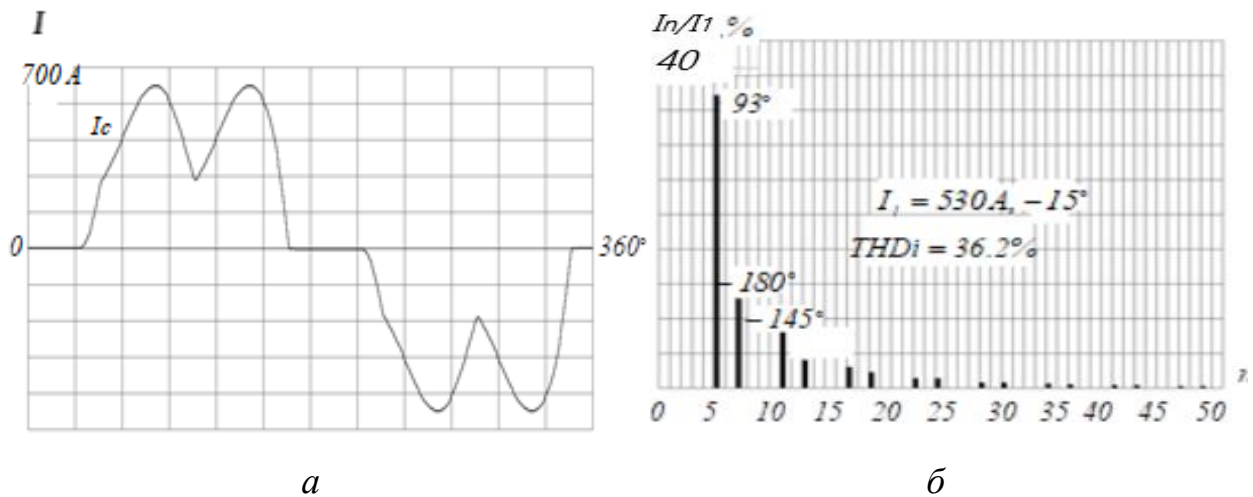


Рис. 3.10 Епюра та спектрограма струму мережі при використанні лінійного реактора

На другому етапі розглянемо застосування активного фільтра, еквівалентного джерелами струму, як показано на рис. 3.9. При цьому вважаємо, що АФ налаштований таким чином, що реагує тільки на перші три гармоніки – 5-ту, 7-му і 11-ту, і амплітуди цих гармонік для фази А беремо такими, якими їх зображено на рис. 3.10, б, але в протифазі з кутами, зазначеними на тому ж рисунку. Наприклад, для одинадцятої гармоніки цей кут буде  $+145^{\circ}-180^{\circ}=-35^{\circ}$ , що при підсумовуванні струмів у вузлі  $I$  забезпечить нейтралізацію цієї гармоніки (той же результат має місце при заміні знаку амплітуди гармоніки на протилежний, тобто в цьому конкретному випадку  $+34 A$  на  $-34 A$ ).

Аналогічна ситуація і з іншими гармоніками. Для фаз  $B$  і  $C$  фазові кути збільшуються на  $240$  і  $120$  градусів для 7-ої гармоніки струму, і відповідно на  $120$  і  $240$  градусів – для 5-ої і 11-ої гармонік, оскільки вони мають зворотний порядок чергування фаз.

Результати моделювання на цьому етапі наведено на рис. 3.11. Як бачимо (рис. 3.11,а), форма струму мережі  $I_C$ , як результат віднімання від споживаного навантаженням струму  $I_L$  струму  $I_{A\Phi}$ , що генерується активним фі-

льтром, наближається до синусоїдальної навіть при врахуванні тільки трьох гармонік струму  $I_{A\Phi}$ .

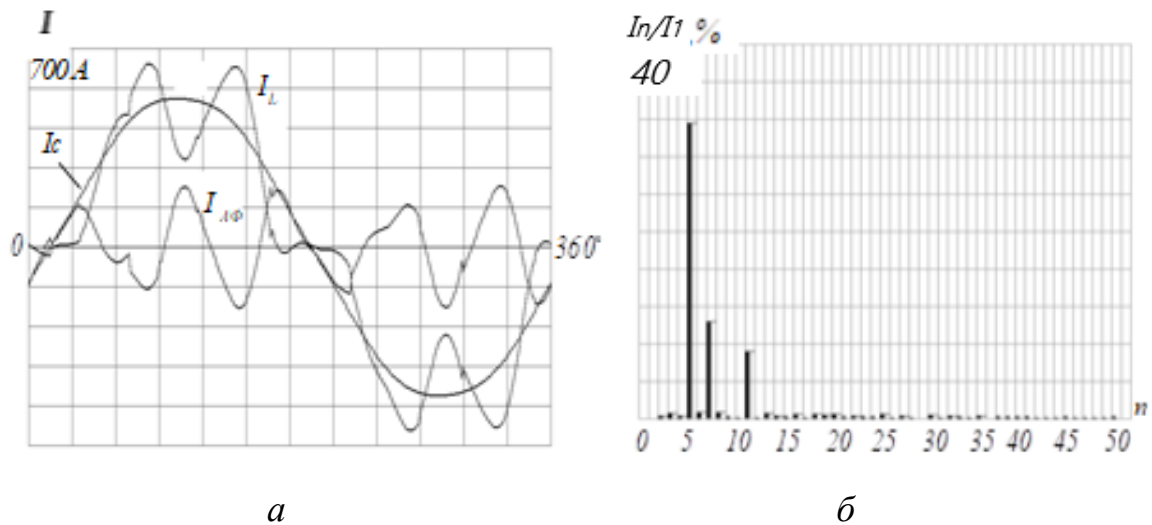


Рис. 3.11 Епюра та спектрограма струму мережі при використанні активного фільтру

Відсоткова величина гармонік струму  $I_{A\Phi}$ , що генеруються (по відношенню до амплітуди першої гармоніці струму  $I_C$ ) показана на рис. 3.11, б).  $THD_I$  мережевого струму  $I_C$  не перевищує 2.5%, тобто нижче максимального нормативного значення в 2 рази. Цей запас зроблено навмисно, щоб компенсувати можливу несинусоїдальність напруги живлення, що, як правило, має місце на практиці. Врахування більш вищих гармонік, що цілком можливе сучасними АФ, призводить до зниження  $THD_I$  до практично будь-якої малої величини.

Для розглянутого пристрою діюче значення струму  $I_{A\Phi}$  (*r.m.s.*) таке:

$$I_{A\Phi} = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2} = 123 \text{ А}, \quad (3.3)$$

де  $I_5 \dots I_{11}$  – діючі значення струмів гармонік, амплітуди яких відзначено на рис. 3.11, б). Таким чином, встановлена потужність розглянутого активного фільтра  $S_{A\Phi} = 3 \times 123 \times 230 = 85$  кВА, тобто становить 34% потужності навантаження. Саме вона визначає високу вартість активного фільтра.

На третьому етапі розглянемо можливості зменшення  $I_{\text{АФ}}$  і  $S_{\text{АФ}}$  за допомогою підключення до нього ПФ з істотно заниженим (а тому і більш дешевим) власним  $\text{THD}_I$  (тобто таким, що мав би бути при відсутності АФ), наприклад, 12%. Параметри такого фільтру за схемою, зображеної на рис. 3.9, такі:  $L1 = L2 = L3 = 0.22$  мГн;  $L4 = L5 = L6 = 0.4$  мГн;  $C1 = C2 = C3 = 120$  мкФ. Додатковий лінійний реактор в цьому випадку не потрібен. Результати моделювання показано на рис. 3.12.

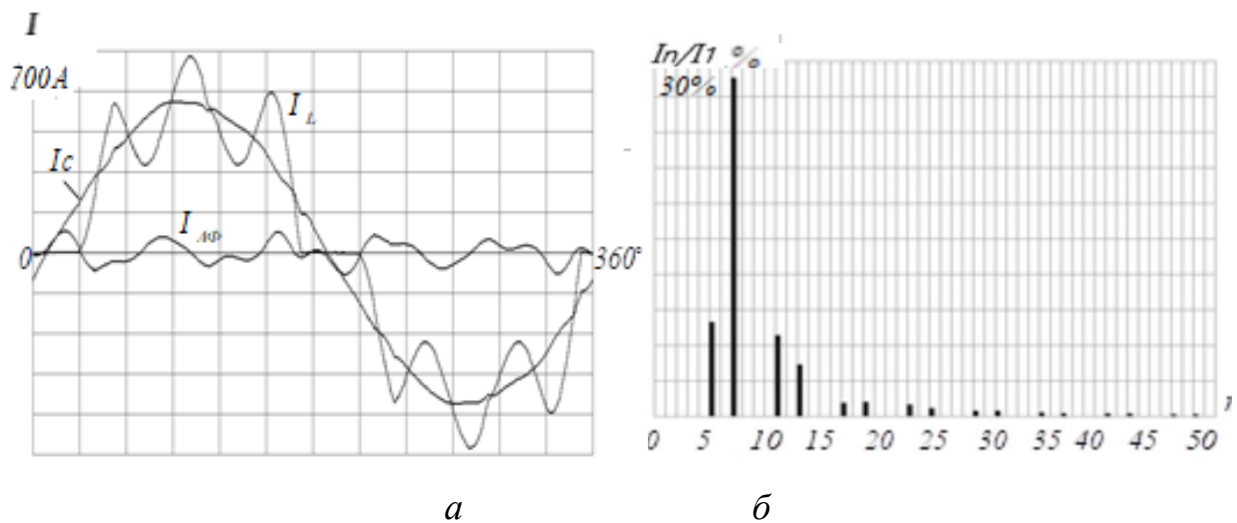


Рис. 3.12 Епюра та спектрограма струму мережі при використанні активного та пасивного фільтру

Обчислення струму і потужності активного фільтру за формулою (3.3) з використанням даних рисунку 3.10,б дає наступні значення:  $I_{\text{АФ}}=50$  А,  $S_{\text{АФ}}=3 \times 50 \times 230=34,5$  кВА, що становить всього 14% потужності навантаження, тобто в 2.5 рази менше, ніж у варіанті без ПФ.

Результати розрахунку цього варіанту наведено у таблиці 3.2 в рядку під номером 3. Результати моделювання гібридних фільтрів для того ж навантаження і з таким же  $\text{THD}_I = 2.5\%$ , але з іншими значеннями власного  $\text{THD}_I$  його пасивної частини, наведено в тій же таблиці в рядках під номерами 2 і 4.

Фактично, перевага гібридних фільтрів є ще більшою завдяки наступним обставинам. Фірми, що виробляють активні фільтри з використанням

*IGBT*-транзисторів, передбачають тепловий захист транзисторів, як при роботі на підвищених частотах модуляції, так і при генерації компенсуючих вищих гармонік, в зв'язку з перегрівом транзисторів через збільшення динамічних втрат в них на підвищених частотах (т.зв . *derating*, тобто зниження рівня номінального струму).

Таблиця 3.2

**Порівняльна таблиця ціноутворення гібридного фільтру**

| №  | Структури фільтрів           | $I_{AF}, A$ | $S_{AF}, кВА$ | $I_5, A$ | $I_7, A$ | $I_{11}, A$ | Ціна АФ, тис. \$ | Ціна ПФ, тис. \$ | Ціна ГФ, тис. \$ |
|----|------------------------------|-------------|---------------|----------|----------|-------------|------------------|------------------|------------------|
| 1  | <i>АФ з 2% Lл.p. Rated</i>   | 123         | 85            | 113      | 39       | 24          | –                | –                | –                |
| 1* | <i>АФ з 2% Lд.p. Derated</i> | 196         | 111           | 161      | 78       | 80          | 23,8             | –                | –                |
| 2  | <i>АФ з ПФ-10% Rated</i>     | 39          | 26,9          | 35       | 4        | 12          | –                | –                | –                |
| 2* | <i>АФ з ПФ-10% Derated</i>   | 64          | 44,2          | 50       | 8        | 40          | 10,4             | 3,3              | 13,7             |
| 3  | <i>АФ з ПФ-12% Rated</i>     | 50          | 34,7          | 46,8     | 5,7      | 17,7        | –                | –                | –                |
| 3* | <i>АФ з ПФ-12% Derated</i>   | 89          | 61,4          | 67       | 11       | 59          | 11,0             | 2,5              | 13,5             |
| 4  | <i>АФ з ПФ-14% Rated</i>     | 66,7        | 46            | 64       | 3        | 16          | –                | –                | –                |
| 4* | <i>АФ з ПФ-14% Derated</i>   | 119         | 82            | 91       | 10       | 77          | 12,0             | 2,0              | 14,0             |

Наприклад, фірма *Danfoss* [137] за допомогою спеціальної програми теплового захисту автоматично знижує рівень 5-ої гармоніки, що генерується, до 0.7 (тобто до 70%) від розрахункового, 7-ої – до 50%, 11-ої – до 30% і т.д . Звичайно, це призводить до збільшення  $THD_I$  фільтра при його роботі в області номінальних, тобто заявлених,  $I_{AF}$  (*r.m.s.*) струмів, на що споживач піти не може і змушений купувати фільтр з пропорційно завищеним номіналом струму.

Так, для розглянутого вище варіанту активного фільтра з розрахунковим номінальним струмом  $I_{\text{АФ}}=123.0$  А необхідно завищити допустимі рівні амплітуд 5-ої гармоніки до  $I_5=113/0.7=161$  А, 7-ої – до  $I_7=39/0.5=78$  А, 11-ої – до  $I_{11}=24/0.3=80$  А, що означає завищення номінального струму активного фільтра з 123 А до 196 А, тобто в 1.6 рази. Цей результат відображений в рядку 1\* таблиці 3.2. Аналогічні результати, що враховують *derating* активних фільтрів у складі гібридних наведено в рядках 2\*, 3\* та 4\* (виділені фоном) для варіантів пасивних складових гібридного фільтра з  $THD_I$  відповідно 10, 12 і 14%.

Орієнтовна вартість фільтрів з урахуванням *derating* вказана відповідно до прайс-листів фірм *Comsys* і *Elhand*, які виробляють АФ [138] і ПФ [136] відповідних струмів і потужності. У вартість активного фільтра (без ПФ) включена також вартість 2%-го лінійного реактора, без якого АФ суттєво менш ефективний (див. про це нижче). При розрахунку варіанта 1\* ми орієнтувалися на використання паралельного з'єднання двох 100-амперних АФ *ADFP100 Comsys*, варіанта 3\* – одного такого ж фільтра, варіанта 2\* – 50-амперного пропорційно дещо завищеного за потужністю і ціною, і варіанта 4\* – 100-амперного, так само дещо завищеного за потужністю та ціною.

Як бачимо, розрахункова вартість всіх розглянутих варіантів *ГФ* практично однакова та істотно менша вартості АФ тієї ж потужності: в 1.8 рази. Формально, найкращим в цьому сенсі є варіант, який використовує ПФ з  $THD_I = 12\%$ , фактично ж кожен з трьох розглянутих варіантів може бути кращим в залежності від конкретної кон'юнктури.

Слід зазначити, що істотний вплив лінійного реактора і внутрішнього опору короткого замикання джерела живлення  $Z_{K3}$  на роботу АФ, часто не враховується. Хоча такі АФ і називаються паралельними, безпосереднє їх під'єднання паралельно до випрямного мосту (що було б дуже зручно) вкрай недоцільно.

Розглянемо цю ситуацію стосовно до варіанту №1. Розрахункове значення номінального струму АФ  $I_{\text{АФ}} = 123.0$  А отримано при фіксованому значенні відносного опору короткого замикання джерела живлення (мережі)  $Z_{\text{КЗ}}^* = 4\%$  і відносного індуктивного опору (*reactance*) додаткового реактора  $Z_{\text{Д}}^* = 2\%$ . При цьому коефіцієнт гармонік по міжфазній напрузі мережі (між точками 1 і 2)  $\text{THD}_U = 7.6\%$ , тобто не перевищує нормативних (для мереж 0.4 кВ)  $8\%$ . При інших же поєднаннях  $(Z_{\text{КЗ}}^*, Z_{\text{Д}}^*)$ , таке неприпустиме перевищення можливе.

На рис. 3.13 показано у вигляді поверхні залежність  $\text{THD}_U = f(Z_{\text{КЗ}}^*, Z_{\text{Д}}^*)$ , і ізолінія на ній, що має незмінний рівень  $\text{THD}_U = 8\%$ , яка ілюструє, що правіше цієї ізолінії будь-яке поєднання параметрів  $Z_{\text{КЗ}}^*$ ,  $Z_{\text{Д}}^*$  неприпустиме, а вибір повинен здійснюватися тільки в лівій частині цієї поверхні.

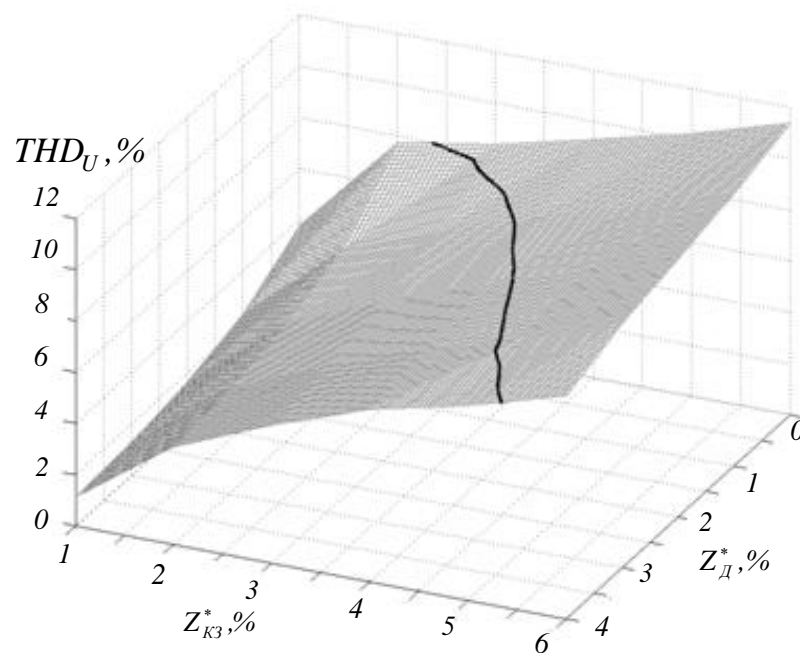


Рис. 3.13 Поверхня відгуку функції  $\text{THD}_U = f(Z_{\text{КЗ}}^*, Z_{\text{Д}}^*)$

Кожній парі значень  $Z_{K3}^*$  і  $Z_D^*$  цієї частини відповідає певна величина номінального струму активного фільтру, розрахунки якої виконувалися за допомогою тієї ж програми *Omega 2010*, що представлено на рис. 3.14 у вигляді залежності  $I_{A\Phi}^* = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$ , де  $I_{A\Phi}^*$  - відносне значення номінального струму АФ (по відношенню до струму  $I_{A\Phi} = 123,0$  А з першого рядка наведеної вище таблиці 3.2). Як бачимо, при «сильній» мережі (з малим  $Z_{K3}^* \leq 4\%$ ) і малій величині індуктивного опору додаткового реактора ( $Z_D^* \leq 2\%$ ), струм активного фільтру різко зростає аж до величини  $I_{A\Phi}^* = 3,4$ .

Таке багаторазове збільшення номінального струму АФ, звичайно ж, неприпустимо, і тому доводиться збільшувати  $Z_D^*$  (а також і габарити, і вартість додаткового реактора). Але і при «слабкій» мережі ( $Z_{K3}^* > 4\%$ ) для зниження  $THD_U$  до допустимого рівня також доводиться збільшувати  $Z_D^*$ . Так, наприклад, при мережі з  $Z_{K3}^* = 6\%$  знизити  $THD_U$  до 8% можливо тільки при збільшенні  $Z_D^*$  до 7% [20].

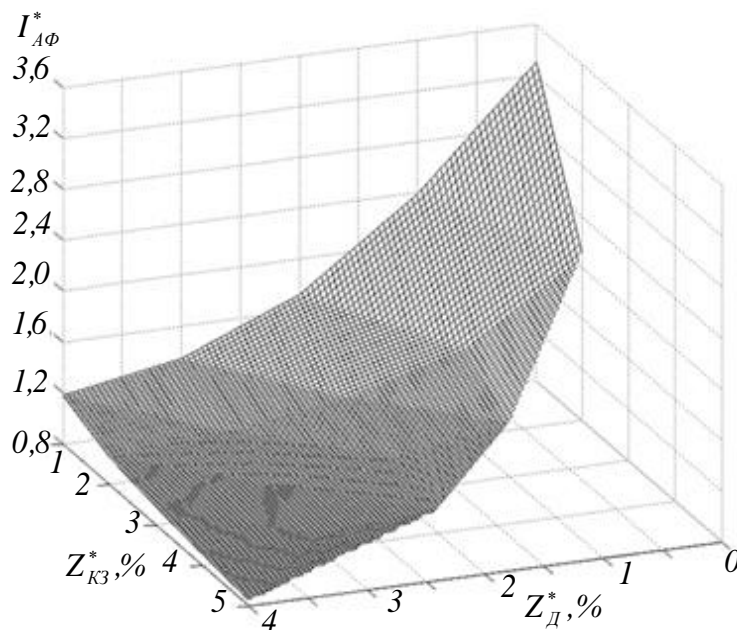


Рис. 3.14 Поверхня відгуку функції  $I_{A\Phi}^* = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$

Використання цих поверхонь дає змогу оптимізувати елементи активного коректора за показниками встановленої потужності та визначити область його надійної роботи.

---

Посилання [8, 9, 14, 17, 20, 24, 68, 85, 122, 123, 136-138] див. список використаних джерел стор. 155-157, 162, 164, 168, 169.

### 3.4 Висновки до розділу 3

1. Встановлено, що використання *LMC*-фільтра в структурі ГФ на вході однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром, забезпечує нормативні (і навіть кращі) показники  $THD_I$ . Таким чином вдалося зменшити діюче значення струму активного фільтра в 4 рази, а амплітудного – в 5 разів у порівнянні з використанням в такій структурі 3% реактора.

2. Запропоновано алгоритм керування силовими ключами *AKFC*, використання якого дозволяє формувати сигнал, що визначає форму струму *AKFC*, який здійснюється шляхом вмикання пари силових ключів по діагоналі мостового перетворювача на інтервалі накопичення енергії та вмикання пари силових ключів нижньої групи на інтервалі віддачі, що дозволяє зменшити частоту імпульсної модуляції струму в силовому реакторі *AKFC*, кількість керованих напівпровідникових елементів та втрати при їх комутації.

3. Встановлено нові залежності величини номінального струму силового реактора активного коректора форми струму (*AKFC*), який функціонує у комплексі з лінійним реактором ( $Z_D^*$ ) на вході мостового випрямляча, від внутрішнього опору короткого замикання мережі живлення ( $Z_{K3}^*$ ) при заданому значенні  $THD_I < 3\%$ , у вигляді поверхонь  $I_{A\Phi}^* = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$  та  $THD_U = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$ , що дало змогу оптимізувати елементи коректора за пока-

зниками встановленої потужності за умови забезпечення заданого значення  $THD_U < 8\%$ .

4. Вперше встановлено оптимальні співвідношення вартості елементів структури на основі *АКФС* та *ЛМС*-фільтра з урахуванням заданої величини  $THD_I$  та спектру споживаного з мережі струму на вході зазначеного фільтра, при цьому за рахунок введення пасивних елементів фільтра досягається зниження встановленої потужності активного коректору.

## РОЗДІЛ 4

### РЕЗОНАНСНІ ФІЛЬТРИ З МОСТОВИМ ОДНОФАЗНИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ, ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ ТА АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

4.1 Порівняльний аналіз Г-подібних індуктивно-ємнісних перетворювачів  $LC$ -виду за встановленою потужністю реактивних елементів

Алгоритм вибору схем індуктивно-ємнісних перетворювачів та розрахунок схем Г-подібних  $IЄП LC$ -виду з урахуванням характеру навантаження проводилися в роботах [46, 47]. Для визначення схеми з найменшою встановленою потужністю елементів в залежності від характеру навантаження було використано припущення і позначення, прийняті в [46].

Для визначення потужностей реактивних елементів та повної потужності навантаження, скористаємося відповідними формулами [27]:

$$Q_L = I_L^2 x_L; \quad Q_C = I_C^2 x_C; \quad S_H = I_H^2 z_H, \quad (4.1)$$

де  $Q_L$ ,  $Q_C$ ,  $S_H$  - абсолютні значення реактивних потужностей відповідно реактора, батареї конденсатора та повної потужності навантаження;

$I_L$ ,  $I_C$ ,  $I_H$  - модулі струмів, що протікають через реактор, батарею конденсатора, навантаження;

$x_L$ ,  $x_C$ ,  $z_H$  - реактивний опір реактора, батареї конденсатора і повний опір навантаження.

Для  $IЄП CL$ -виду підставляючи в (4.1) вирази (4.1, 4.2) з [46] отримаємо такі формули:

$$Q_C = \frac{n^2 E_I^2 + 2nE_I^2 \sin \varphi_H - 2nE_I E_{II} \sin(\varphi_2 - \varphi_I - \varphi_H) + E_I^2 + E_{II}^2 + 2E_I E_{II} \cos(\varphi_2 - \varphi_I)}{x}, \quad (4.2)$$

$$Q_L = \frac{n^2 E_I^2 - 2nE_I E_{II} \sin(\varphi_2 - \varphi_I - \varphi_H) + E_{II}^2}{x}, \quad (4.3)$$

$$S_H = \frac{E_I^2 n}{x}. \quad (4.4)$$

Однак потужність елементів, обчислена за отриманими виразами, не дає однозначної відповіді, яка з досліджуваних схем краще. Потужність, що виділяється в навантаженні, і потужність реактивних елементів залежать від значень відносного опору навантаження  $n$ , які відрізняються для різних схем. Зазвичай, для порівняння схем використовують поняття відносної потужності  $q$ , яка представляє собою відношення поточного значення реактивної потужності елемента до потужності навантаження.

Для ІЄП  $CL$ -виду отримано такі формули для відносних потужностей реактивних елементів:

$$q_C = \frac{Q_L}{S_H} = n + 2 \sin \varphi_H - 2 \frac{E_{II}}{E_I} \sin(\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_H) + \frac{1}{n} + \frac{1}{n} \frac{E_{II}^2}{E_I^2} + 2 \frac{E_{II}}{E_I n} \cos(\varphi_2 - \varphi_1); \quad (4.5)$$

$$q_L = n - 2 \frac{E_{II}}{E_I} \sin(\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_H) + \frac{E_{II}^2}{E_I^2 n}, \quad (4.6)$$

де  $q_L$  – відносна потужність дроселя,

$q_C$  – відносна потужність конденсатора.

Отримані вирази дають можливість обчислити відносну потужність реактивних елементів при будь-якому опорі навантаження. Очевидно, найбільш ефективно використовуються елементи ІЄП, якщо питома потужність має мінімальне значення. Значення опору навантаження, при якому досягається цей мінімум, називають оптимальним ( $n_{opt}$ ).

Для знаходження оптимальних значень прирівнюємо перші похідні виразів (4.5) і (4.6) до нуля.

Визначення оптимального значення опору навантаження при оптимізації реактивної потужності конденсаторної батареї обчислимо першу похідну від  $q_C$  по  $n$  і прирівняємо її до нуля:

$$n_{opt}^C = \sqrt{1 + \frac{E_{II}^2}{E_I^2} + \frac{2E_{II}}{E_I} \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}. \quad (4.7)$$

Визначення оптимального значення опору навантаження при оптимізації реактора ІЄП *CL*-виду проводиться аналогічно і дає наступне співвідношення:

$$n_{opt}^L = \frac{E_{II}}{E_I}. \quad (4.8)$$

Оптимальне значення опору навантаження слід приймати як розрахунковий в тому випадку, якщо навантаження не змінюється. Якщо опір навантаження змінюється в повному діапазоні, то доцільно за розрахункове значення приймати опір, визначений згідно з алгоритмом, що запропоновано в [48]. А саме визначаються оптимальне і максимальне значення опору навантаження і більше з них приймається в якості розрахункового.

Визначимо залежність встановлених відносних потужностей реактора і конденсатора для ІЄП *CL*-виду від аргументу комплексного навантаження.

При повному діапазоні зміни опору навантаження  $n$  максимальні значення опорів  $n_{max}$  знайдемо з (4.2) і (4.3), визначивши і порівнявши потужності при  $n = 0$  и при  $n_{max}$ :

$$n_{max}^C = 2 \left[ \frac{E_{II}}{E_I} \sin(\varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_H) - \sin \varphi_H \right]; \quad (4.9)$$

$$n_{max}^L = 2 \frac{E_{II}}{E_I} \sin(\varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_H). \quad (4.10)$$

Підставивши знайдений розрахунковий опір навантаження в (4.5) і (4.6) було визначено встановлену відносну потужність реактора і конденсатора для ІЄП *CL*-виду в залежності від зміни аргументу навантаження. Для розглянутих схем отримано дані, що представлено в таблиці 4.1.

Як видно з таблиці 4.1, для різних схем ІЄП *CL*-виду, при зменшенні аргументу комплексного опору навантаження від індуктивного до ємнісного, відносна встановлена потужність реактивних елементів змінюється в широких межах. Знаючи характер і величину комплексного опору навантаження,

можна за результатами, представленими в таблиці 4.1, вибрати потрібний варіант виконання схеми ІЄП *CL*-виду.

Таблиця 4.1

**Встановлена відносна потужність реактора і конденсатора для ІЄП *CL*-виду в залежності від зміни аргументу навантаження**

| № варіанту | Вид потужності | Аргумент комплексного опору навантаження, $\varphi$ |        |        |       |         |         |         |
|------------|----------------|---|--------|--------|-------|---------|---------|---------|
|            |                | $90^0$  | $60^0$ | $30^0$ | $0^0$ | $-30^0$ | $-60^0$ | $-90^0$ |
| 1          | $\bar{Q}_L$    | 1,0   | 1,0    | 1,0    | 1,0   | 1,0     | 1,0     | 1,0     |
|            | $\bar{Q}_C$    | 4,0   | 3,73   | 3,0    | 2,0   | 1,0     | 0,27    | 0       |
| 2          | $\bar{Q}_L$    | 1,0   | 2,0    | 3,0    | 3,73  | 4,0     | 3,73    | 3,0     |
|            | $\bar{Q}_C$    | 3,0   | 3,73   | 4,0    | 3,73  | 3,0     | 2,0     | 1,0     |
| 3          | $\bar{Q}_L$    | 1,0   | 0,58   | 0,5    | 0,58  | 1,0     | 2,0     | 3,0     |
|            | $\bar{Q}_C$    | 3,0   | 2,0    | 1,0    | 0,58  | 0,5     | 0,58    | 1,0     |
| 4          | $\bar{Q}_L$    | 0,33  | 0,58   | 1,16   | 1,73  | 2,16    | 2,31    | 2,16    |
|            | $\bar{Q}_C$    | 2,16  | 2,3    | 2,16   | 1,73  | 1,89    | 1,31    | 0,33    |
| 5          | $\bar{Q}_L$    | 0,33  | 0,29   | 0,33   | 0,58  | 1,16    | 0,58    | 2,16    |
|            | $\bar{Q}_C$    | 2,16  | 1,73   | 1,16   | 0,58  | 0,33    | 0,29    | 0,33    |
| 6          | $\bar{Q}_L$    | 3,0   | 2,0    | 1,0    | 0,58  | 0,5     | 0,58    | 1,0     |
|            | $\bar{Q}_C$    | 6,46  | 5,19   | 3,46   | 1,73  | 1,0     | 0,87    | 1,0     |
| 7          | $\bar{Q}_L$    | 3,0   | 3,73   | 4,0    | 3,73  | 3,0     | 2,0     | 1,0     |
|            | $\bar{Q}_C$    | 6,47  | 6,92   | 6,47   | 5,2   | 3,47    | 1,72    | 1,0     |

З представлених схем ІЄП найцікавішою є схема Г1-*CL*, як формально еквівалентна схема ІЄП, виконаного на основі трансформатора з немагнітним зазором з включеною конденсаторної батареєю в кожен фазу первинної обмотки [12]. Як видно з таблиці 4.1 для цієї схеми встановлена відносна поту-

жність реактора залишається незмінною при повній зміні аргументу навантаження. Встановлена відносна потужність конденсаторної батареї зі збільшенням індуктивного характеру навантаження зростає, а зі збільшенням ємнісного характеру навантаження зменшується до нуля при  $\varphi = 90^\circ$ , що відповідає включенню паралельно індуктивності  $I_{\Sigma\Pi}$  за схемою  $\Gamma 1-CL$  конденсатора на резонансній частоті.

В роботі [27], в якості однієї з оптимальних трифазних схем  $I_{\Sigma\Pi}$  за масогабаритними, енергетичними і стабілізуючими властивостями, визначено схема  $\Gamma 5-CL$ . Для цієї схеми спостерігається збільшення встановленої потужності конденсаторної батареї при збільшенні індуктивного навантаження і зниження цієї потужності при зростанні ємнісного навантаження. Встановлена відносна потужність реактора, навпаки, зі збільшенням індуктивного навантаження зменшується і зростає при збільшенні ємнісного навантаження.

#### 4.2 Покращення електромагнітної сумісності однофазного випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням

Електромагнітні процеси в випрямлячі з ємнісним фільтром та активним навантаженням при живленні безпосередньо від джерела синусоїдального струму розглядалися в роботі [55] і коефіцієнт перетворення випрямляча по струму було визначено як  $k_i = 0,9$ . Це значення коефіцієнта  $k_i$  визначено для ідеальних випрямлячів та джерела синусоїдального струму  $i = I_m \sin \omega t$ . В такому випадку випрямляч працює в режимі, коли спостерігається рівність напруг і струмів на вході та виході випрямляча по абсолютним значенням:

$$u_d = |u|, \quad i_d = |i|,$$

$$u_d = \frac{I_m \sin(\omega t - \varphi)}{y} + \frac{2I_m \sin \varphi}{y \left[ 1 - \exp\left(-\frac{x_c \pi}{R_n}\right) \right]} \cdot \exp\left(-\frac{x_c}{R_n} \omega t\right), \quad (4.11)$$

де  $i$  та  $i_d$  – миттєві значення струму на вході та виході випрямляча,

$u$  та  $u_d$  – миттєві значення напруги на вході та виході випрямляча,

$x_c = 1/\omega C_\phi$  – ємнісний опір,

$\omega = 2\pi f$  – кругова частота струму живлення,

$R_n$  – опір навантаження,  $\varphi = \arctg R_n / x_c$ ,  $y = (R_n^2 + x_c^2)^{0,5} / R_n x_c$ ,

$0 < \omega t < \pi$ .

Такий випрямляч має синусоїдальний струм на вході і теоретично може мати коефіцієнт гармонік струму близький до нуля. Для практичної реалізації джерела синусоїдального струму потрібен перетворювач системи незмінної напруги у систему незмінного струму. Функцію такого перетворювача може виконувати індуктивно-ємнісний перетворювач (ІЄП) джерела напруги в джерело струму [11], який є специфічним класом електричних ланцюгів з резонансними та квазірезонансними властивостями, які відрізняються особливістю електромагнітних процесів, що протікають в його реактивних елементах – реакторах та конденсаторах, а також у випрямлячах. Потрібно дослідити електромагнітні процеси і визначити електромагнітну сумісність системи «однофазний індуктивно-ємнісний перетворювач джерела напруги в джерело струму – мостовий випрямляч з паралельним активно-ємнісним навантаженням».

На рис. 4.1 представлена схема випрямляча, на вході якого включений ІЄП по схемі Г1-LC [11].

Для отримання якісних характеристик і дослідженню електромагнітних процесів схеми було проведено ряд експериментів. На рис. 4.2 зображено осцилограми вхідних та вихідних напруг та струмів мостового випрямляча при живленні від Г-подібного ІЄП. Випрямляч працює в двох режимах: перший, коли напруга на вході випрямляча більша напруги на ємності конденсатора фільтру  $C_\phi$  і діоди  $VD1$ ,  $VD4$  ( $VD2$ ,  $VD3$ ) відкриті в проміжок часу ( $t_1 - t_2$ ) (рис. 4.2); другий – всі діоди закриті так, як напруга на вході випрямляча ме-

нша напруги на ємності конденсатора фільтру  $C_\phi$ , яка знижується по експоненті протягом часу ( $t_2 - t_3$ ). В цей час струм проходить через індуктивність  $L1$  і ємність конденсатора  $C1$  ІЄП.

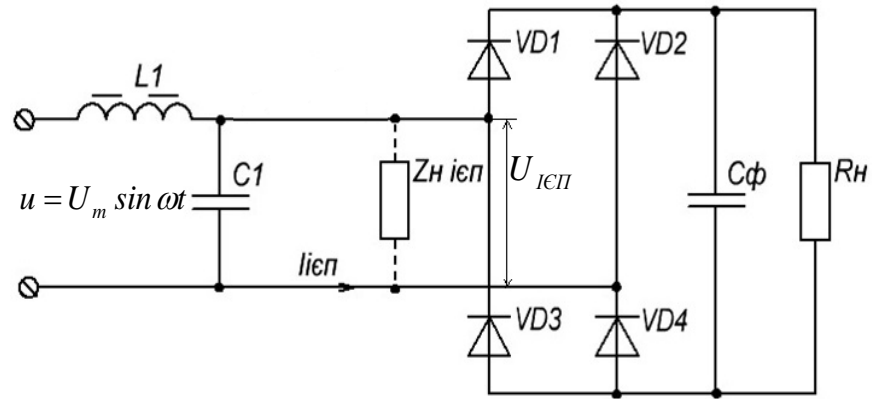


Рис. 4.1 ІЄП по схемі Г1- $LC$  з мостовим випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням

Для схеми, що зображена на рис. 4.1, було визначено коефіцієнт перетворення випрямляча по струму  $k_i$  як відношення середнього значення струму на виході випрямляча до діючого значення струму на вході випрямляча:

$$k_i = \frac{\frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} I_m \sin \omega t d\omega t}{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t}}, \quad (4.12)$$

$$k_i = (1 + \cos \psi) [0,5\pi(\pi - \psi + 0,5 \sin 2\psi)]^{-0,5}. \quad (4.13)$$

де  $\omega = 2\pi f$  – кругова частота напруги живлення,

$\psi = \omega(t_3 - t_2)$  – кут, протягом якого напруга на фільтруючому конденсаторі, зменшується по експоненті  $U_{C \min} = U_{C \max} e^{-t/C_\phi R_n}$ .

Значення коефіцієнта  $k_i$  вираховано за формулою (4.13) і змінюється від 0,9 при  $\psi = 0$  до 0,64 при  $\psi = 90^\circ$ .

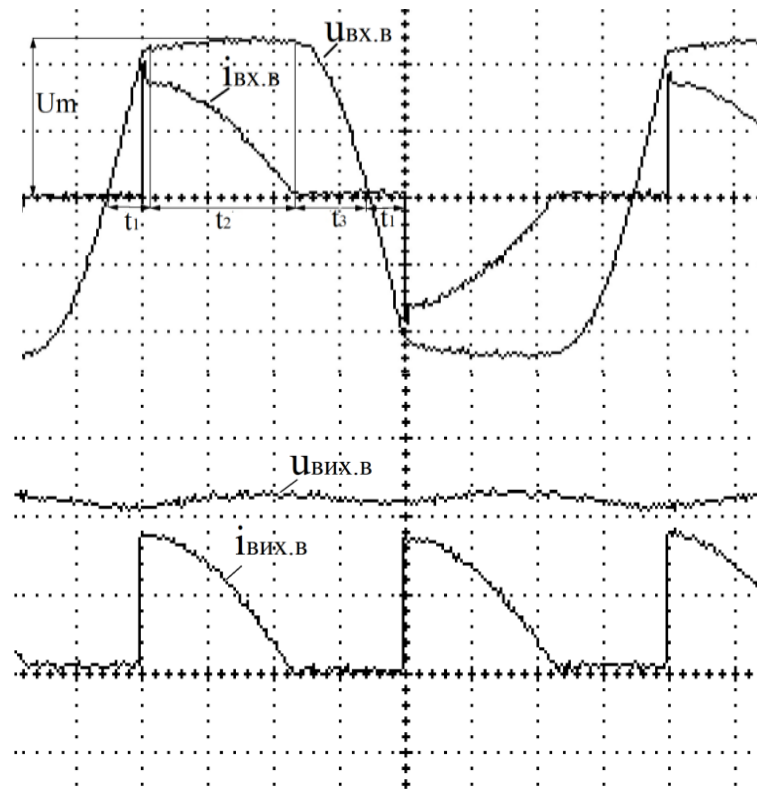


Рис. 4.2 Осцилограми вхідних та вихідних напруг та струмів мостового випрямляча при живленні від Г-подібного ІЄП

Індуктивно-ємнісний перетворювач є не лише джерелом незмінного струму, але і хорошим фільтром гармонік струму, що споживається з мережі живлення. Це наглядно можна продемонструвати при порівнянні його з  $L$  – і  $LMC$ - фільтрами, які використовуються для покращення гармонічного складу струму споживання в випрямлячах з паралельним активно-ємнісним навантаженням при живленні від промислової мережі. В підрозділі 1.2 проаналізовано три варіанти роботи випрямляча для активного навантаження потужністю 10 кВт.

Результати експериментів наведено у таблиці 4.2 під номерами 4 і 5. У варіанті №4 індуктивність реактора ІЄП  $L_I = 155,2$  мГн, ємність конденсатора ІЄП  $C_I = 70$  мкФ, ємність конденсатора фільтру  $C_\phi = 900$  мкФ. Опір навантаження змінювався в ході експерименту від нуля до 80 Ом. Для оптимального значення опору навантаження  $R_n = 44$  Ом були зняті осцилограми струмів та напруг на елементах ІЄП, на вході і виході випрямляча, а також

коефіцієнт гармонік струму ( $THDi$ ) пристроєм C.A.8335 Power & Quality Analyzer.

Таблиця 4.2

**Результати натурних експериментів та імітаційного моделювання різних структур забезпечення  $EMC$  мостового випрямляча з СЕП**

| Варіант |         | $U_H$ , В | $I_H$ , А | $THDi$ , % | $I_3$ , % | $I_5$ , % | $I_7$ , % | $I_9$ , % | $\Delta U_H$ , % | PF    | $\cos \varphi$ |
|---------|---------|-----------|-----------|------------|-----------|-----------|-----------|-----------|------------------|-------|----------------|
| 1       | експер. | 280       | 36,7      | 91,6       | 71,5      | 41,2      | 25,4      | 12,1      | 10,7             | 0,744 | 0,99           |
|         | модель  | 275       | 36,24     | 108,3      | 84,7      | 58,7      | 31,0      | 9,3       | 10,2             | 0,751 | 0,99           |
| 2       | експер. | 250       | 32,0      | 50,9       | 49,7      | 9,0       | 5,8       | 1,7       | 8,0              | 0,786 | 0,88           |
|         | модель  | 248,7     | 32,77     | 52,4       | 50,7      | 9,8       | 7,2       | 3,1       | 7,2              | 0,791 | 0,90           |
| 3       | експер. | 300       | 39        | 14,9       | 14,6      | 0,9       | -         | -         | 6,0              | 0,956 | 0,97           |
|         | модель  | 295,7     | 38,4      | 12,2       | 11,24     | 2,6       | 2,5       | 3,0       | 5,0              | 0,941 | 0,97           |
| 4       | експер. | 139,4     | 3,3       | 1,1        | -         | -         | -         | -         | 2,2              | 0,375 | 0,375          |
| 5       | експер. | 300       | 3,25      | 4,8        | -         | -         | -         | -         | 7,0              | 0,639 | 0,64           |

Варіант №1 - безпосереднє включення випрямляча в мережу. У варіанті №2 – на вхід випрямляча включався лінійний 3% реактор з індуктивністю 2,24 мГн. Варіант №3 – включення на вході випрямляча  $LMC$ - фільтру (рис. 4.1) з двома обмотками з індуктивностями  $L1 = 5,3$  мГн,  $L2 = 1,23$  мГн і ємністю конденсатора  $C1 = 170$  мкФ. Ємність конденсатора вихідного фільтру у всіх варіантах однакова і дорівнює  $C_\phi = 10^4$  мкФ. Варіанти № 4-5 представляють собою результати експериментальних досліджень випрямляча з включенням на вході ІСП, настроєного на резонанс (рис. 4.1). У варіанті №5 ІСП має індуктивність реактора  $L1 = 184$  мГн, ємність конденсатора  $C1 = 50$  мкФ. Ємність конденсатора фільтру  $C_\phi = 900$  мкФ. Результати експериментальних досліджень всіх варіантів наведено в таблиці 4.2.

Як видно з таблиці 4.2,  $THDi$  четвертого і п'ятого варіантів має найменше значення, однак при цьому у них нижчий  $\cos \varphi$ . В таблиці 4.2 наведених значень досліджено параметри, в тому числі  $THDi$ , лише при одному значенні опору навантаження, а доречно знати ці значення на всьому діапазоні зміни навантаження.

Робочий діапазон навантаження системи з використанням ІЄП існує в проміжку від короткого замикання до номінального значення, а для системи з використанням вхідних фільтрів ( $L$  та  $LMC$ ) від холостого ходу до номінального значення навантаження.

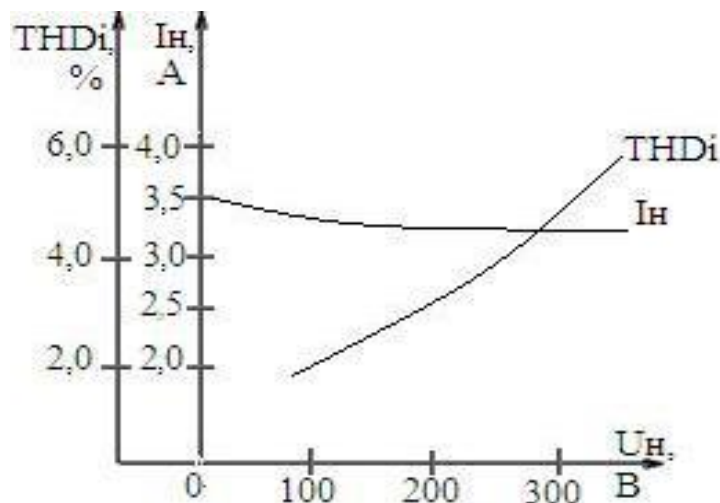


Рис. 4.3  $LMC$ -фільтр

Для варіанта №5 було знято навантажувальну характеристику і залежність  $THDi$  від напруги навантаження. Статизм струму навантаження ( $(\Delta I_n / I_n) \cdot 100\%$ ) при зміні напруги для вказаного діапазону навантаження від нуля до номінального значення ( $U_n \approx 300$  В) складає менше 10%, при цьому коефіцієнт гармонік струму  $THDi$  змінюється від нуля до 5,4% (рис. 4.3).

Навантажувальна характеристика розглянутої системи живлення має лінійний характер на відміну від системи з  $LMC$ -фільтром, яка має суттєвий недолік – нелінійну навантажувальну характеристику. А саме, в режимах близьких до холостого ходу (при малих струмах навантаження) виникає різке

підвищення напруги на вході і виході випрямляча, що призводить до такого ж підвищення напруги на конденсаторі *LMC*-фільтру (*C1* на рис. 1.2). Ця напруга може перевищувати максимальне допустиме значення на навантаженні і елементах схеми. Для запобігання небезпечної перенапруги застосовуються різні способи, оптимальний з яких полягає в дискретних змінах ємності конденсатора *C1 LMC*-фільтру [19].

Варто відмітити, що і системи з *ІЄП* критичні до режимів, близьких до холостого ходу. Для захисту такої системи від перенапруг на її елементах використовують як параметричні методи – настройка *ІЄП* в нерезонансний режим, виконання реактора *ІЄП* з режимом насичення, або насиченні погоджувального трансформатора при досягненні визначеного рівня напруги на навантаженні так і структурні методи з використанням ключових напівпровідникових і релейних елементів, які при перевищенні напруги на виході системи замикають вихід *ІЄП* [10].

#### 4.3 Визначення коефіцієнтів перетворення мостового однофазного випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням

В підрозділі 4.2 розглянуто електромагнітні процеси в однофазному мостовому випрямлячі з ємнісним фільтром та активним навантаженням при живленні від індуктивно-ємнісного перетворювача (*ІЄП*) джерела напруги в джерело струму [90]. Такий випрямляч з *ІЄП* на вході ще називають струмо-параметричним, що пояснюється формуванням вихідної струмової характеристики за рахунок резонансного налагодження параметрів реактивних елементів *ІЄП* [4]. Така система живлення (рис. 4.1), є одночасно стабілізатором вихідного струму і фільтром гармонік струму споживання. Було визначено теоретично коефіцієнтні перетворення випрямляча по струму  $k_i$  (формула 4.13) як співвідношення середнього значення струму на виході випрямляча  $I_{cp}$  до діючого значення струму на вході випрямляча  $I_o$ , де кут  $\psi = \omega\Delta t$ , а

$\Delta t$  - час, протягом якого напруга на фільтруючому конденсаторі  $u_{C\phi} = u_{вих.в}$  більше напруги на вході випрямляча  $u_{вх.в} = u_{C1}$  і діоди  $VD1 \div VD4$  не проводять струм.

Для всебічного розрахунку струмопараметричного випрямляча потрібно знати також значення коефіцієнту перетворення випрямляча по напрузі  $k_u$ , яке визначається як співвідношення середнього значення напруги  $U_{cp}$  на виході випрямляча до діючого значення напруги на вході випрямляча  $U_{\delta}$ . Визначимо коефіцієнти перетворення по струму та напрузі мостового однофазного струмопараметричного випрямляча шляхом проведення цілеспрямованих експериментів на макеті розглянутої системи живлення (рис. 4.1). Відображення результатів буде представлено у вигляді універсальної моделі процесу та порівняння результатів теоретичних і експериментальних досліджень.

Під універсальністю моделі розуміється її адекватність системі з такою ж структурою, де виконуються обмеження та припущення прийняті при дослідженні макету. Можливість застосувати універсальну модель для оцінки показників реальної конкретної системи заснована на використанні відносних величин. У зв'язку з викладеним запропоновано застосовувати один з методів математичної теорії планування експерименту [43, 78, 103], а саме побудову ортогонального плану другого порядку, який дає достатню адекватність моделі об'єкту, що досліджується.

Функціями цілі  $Y_u \in k_i$  – коефіцієнт перетворення випрямляча по струму,  $k_u$  – коефіцієнт перетворення випрямляча по напрузі та  $\psi$  – кут. В якості факторів обрано  $X_1$  – ємність конденсатора фільтру ( $C_{\phi}$ ), віднесена до базової величини ємності  $ICP C1=50$  мкФ та  $X_2$  – опір навантаження  $R_n$ , віднесений до вхідного опору  $ICP x_L = \omega L_1=57,8$  Ом, де  $L1$  – індуктивність  $ICP$ . Експеримент проводився по схемі, зображеній на рис. 4.1 з наступними параметрами: напруга живлення 220 В, частота напруги 50 Гц,  $ICP$  виконано по

схемі Г1-*LC* [84] з індуктивністю  $L1=184$  мГн і ємністю  $C1=50$  мкФ. Струм і напруга на вході та виході випрямляча реєструвалися та вимірювалися пристроєм CA PowerQualityAnalyzer.

Перший фактор  $X_1$  змінювався від  $X_{1min}=9$  до  $X_{1max}=18$  за рахунок зміни ємності фільтру  $C_f$  від 450 мкФ до 900 мкФ (основний рівень 675 мкФ, інтервал варіювання 225 мкФ). У другому факторі  $X_2$  змінювався опір навантаження  $R_n$  від 24 Ом до 110 Ом, (основний рівень 67 Ом, інтервал варіювання 43 Ом). При цьому  $X_{2min}=0,415$ , а  $X_{2max}=1,9$ .

Після проведення кодування факторів з урахуванням обраних інтервалів варіювання було проведено експерименти по ортогональному плану другого порядку. Матриця планування кодованих значень факторів наведена у таблиці 4.3 (стовбці  $x_1, x_2$ ). Результатами кожного дослідження були значення струмів ( $I_d$  – діюче та  $I_{cp}$  – середнє значення) і напруг ( $U_d$  – діюче та  $U_{cp}$  – середнє значення) на вході та виході випрямляча та значення кута  $\psi$ . В якості прикладу, на рис. 4.2 для дослідження №9 наведено осцилограми цих струм та напруг. Результати вимірювань та обчислень наведені у таблиці 4.3.

На підставі реалізованого ортогонального плану другого порядку після визначення коефіцієнтів поліномів кодованих змінних по за формулою (2.1), отримано коефіцієнти перетворення випрямляча у відповідності з даними таблиці 4.3 представлено поліномами:

$$k_i = 0,7495 + 3,33 \cdot 10^{-3} x_1 - 5,13 \cdot 10^{-2} x_2 + 4,33 \cdot 10^{-3} x_1^2 + 2,13 \cdot 10^{-3} x_2^2 + 2,25 \cdot 10^{-3} x_1 x_2; \quad (4.14)$$

$$k_u = 1,061 + 1,833 \cdot 10^{-3} x_1 + 5,38 \cdot 10^{-2} x_2 - 2,18 \cdot 10^{-3} x_1^2 - 2,38 \cdot 10^{-2} x_2^2 - 2,75 \cdot 10^{-3} x_1 x_2; \quad (4.15)$$

$$\psi = 74,56 + 1,52 x_1 + 16,92 x_2 - 1,52 x_1^2 - 6,12 x_2^2 - 0,65 x_1 x_2. \quad (4.16)$$

Отримане значення  $k_i$  відрізняється від значення  $\hat{k}_i$ , яке розраховано по поліному (4.14) на 3%. Значення  $k_u$  відрізняються від значень  $\hat{k}_u$ , визначених по поліному (4.15), не більше, як на 1,5%. Після перетворення поліномів (4.14 та 4.15) за допомогою формули (2.3) маємо:

$$k_i = 0,8063 + 2,68 \cdot 10^{-2} X_1 - 0,304 X_2 - 1,045 \cdot 10^{-3} X_1^2 + 7,75 \cdot 10^{-2} X_2^2 + 1,8 \cdot 10^{-3} X_1 X_2; \quad (4.17)$$

$$k_u = 0,9864 - 6,28 \cdot 10^{-3} X_1 + 2,322 \cdot 10^{-1} X_2 + 1,97 \cdot 10^{-4} X_1^2 - 7,02 \cdot 10^{-2} X_2^2 + 3,8 \cdot 10^{-4} X_1 X_2. \quad (4.18)$$

Слід зазначити, що отримані поліноми (4.17, 4.18) можна використовувати лише у розглянутому двохфакторному просторі, якщо значення факторів  $X_1$  та  $X_2$  випадають з цього простору, потрібно користуватися аналітично отриманими значеннями коефіцієнтів, тому і визначено коефіцієнт перетворення випрямляча по напрузі  $k_u$ . Як видно з рис. 4.2 осцилограма напруги на вході випрямляча  $u_{вх.в}$  має вигляд трапеції. Для симетричної трапецеїдальної форми напруги обчислимо її діюче значення за наступною формулою [60]:

$$U = U_m \sqrt{\frac{t_1 + 3t_2 + t_3}{1,5T}}, \quad (4.19)$$

де  $t_1$  - час зростання напруги;

$t_2$  - час постійного значення напруги;

$t_3$  - час спадання напруги;

$T/2 = \pi$  - півперіод напруги.

В нашому випадку  $t_1 + t_3 = \psi$ ,  $T/2 = \pi$ ,  $t_2 = \pi - \psi$  і формула (4.19) набуває наступного вигляду:

$$U = U_m \left(1 - \frac{2\psi}{3\pi}\right)^{0,5}. \quad (4.20)$$

При допущенні, що середнє значення напруги на виході випрямляча при малих пульсаціях дорівнює максимальному значенню напруги на виході випрямляча  $U_{сф} \approx U_m$ , коефіцієнт перетворення випрямляча по напрузі набуває наступного вигляду:

$$k_u = \left(1 - \frac{2\psi}{3\pi}\right)^{-0,5}. \quad (4.21)$$

Таблиця 4.3

**Матриця планування кодovаних значень факторів  $x_i$   
та результати вимірювань і обчислень функцій цілі  $Y_u$**

| U | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_u$       |          |             |          |                     |                           |       |             |       |             |        |              |       |             |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|-------------|----------|-------------|----------|---------------------|---------------------------|-------|-------------|-------|-------------|--------|--------------|-------|-------------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | $I_{cp}(A)$ | $I_0(A)$ | $U_{cp}(B)$ | $U_0(B)$ | $\psi, \text{град}$ | $\hat{\psi}, \text{град}$ | $k_i$ | $\hat{k}_i$ | $k_u$ | $\hat{k}_u$ | $THDi$ | $\hat{THDi}$ | $k_n$ | $\hat{k}_n$ |
| 1 | +     | -     | -     | 1/3    | 1/3    | +               | 3,43        | 4,25     | 82          | 85       | 48,4                | 47,83                     | 0,807 | 0,804       | 0,965 | 0,96        | 0,9    | 0,99         | 10,4  | 10,24       |
| 2 | +     | +     | -     | 1/3    | 1/3    | -               | 3,4         | 4,2      | 80          | 82       | 53,1                | 52,17                     | 0,81  | 0,804       | 0,976 | 0,969       | 1,3    | 1,34         | 5,7   | 5,84        |
| 3 | +     | -     | +     | 1/3    | 1/3    | -               | 3,4         | 4,85     | 340         | 314      | 83,2                | 82,97                     | 0,701 | 0,695       | 1,08  | 1,073       | 5,4    | 5,12         | 4,5   | 4,34        |
| 4 | +     | +     | +     | 1/3    | 1/3    | +               | 3,28        | 4,6      | 342         | 316      | 85,3                | 84,71                     | 0,713 | 0,706       | 1,08  | 1,071       | 5,5    | 5,17         | 1,9   | 2,04        |
| 5 | +     | -     | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 3,3         | 4,5      | 219         | 213      | 71,5                | 71,52                     | 0,733 | 0,746       | 1,03  | 1,04        | 3,8    | 3,67         | 5,5   | 5,61        |
| 6 | +     | +     | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 3,32        | 4,5      | 217         | 210      | 73,8                | 74,56                     | 0,738 | 0,753       | 1,03  | 1,044       | 3,9    | 3,87         | 2,7   | 2,75        |
| 7 | +     | 0     | -     | -2/3   | 1/3    | 0               | 3,42        | 4,25     | 81          | 83       | 50,8                | 51,52                     | 0,805 | 0,798       | 0,976 | 0,986       | 1,0    | 1,03         | 7,2   | 7,25        |
| 8 | +     | 0     | +     | -2/3   | 1/3    | 0               | 3,34        | 4,8      | 341         | 315      | 85,3                | 85,36                     | 0,7   | 0,696       | 1,08  | 1,094       | 5,2    | 5,01         | 2,4   | 2,41        |
| 9 | +     | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 3,3         | 4,5      | 216         | 210      | 76,1                | 74,56                     | 0,733 | 0,745       | 1,09  | 1,064       | 3,8    | 3,64         | 3,4   | 3,35        |

В таблиці 4.3 наведено 9-ть експериментальних етапів (N), в ході яких визначено значення якісних параметрів та питомі потужності Г-подібного ІСП при різних значеннях ємнісного фільтра та активного опору навантаження.

На рис. 4.4 наведена графічна залежність коефіцієнта перетворення випрямляча по напрузі (пряма 3), яка розрахована по формулі (4.21) для незмінного значення фактору  $X_2=1,87$  ( $R_H=110$  Ом) при зміні фактору  $X_1$  від 9 до 18.

Значення коефіцієнту  $k_u$ , визначені по формулі (4.21) (пряма 3) і по поліному (4.18) (пряма 1) відрізняються не більше, ніж на 10%.

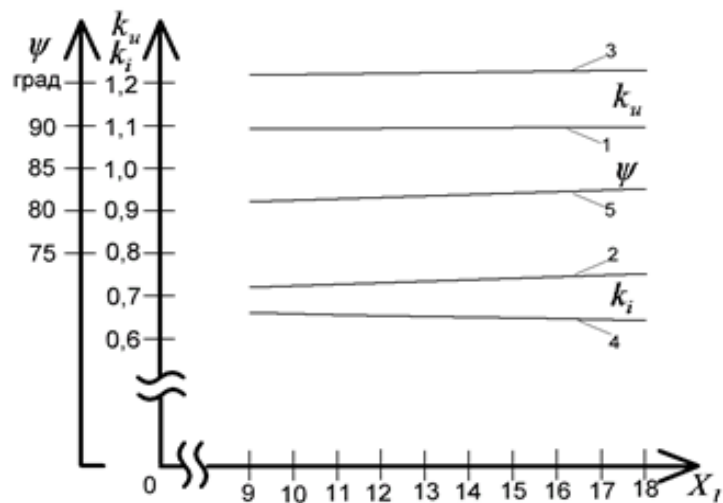


Рис. 4.4 Графічна залежність коефіцієнтів перетворення випрямляча по від фактора  $X_1$

Коефіцієнт перетворення випрямляча по струму (пряма 4) розрахований за формулою (4.13) відрізняється від значення, визначеного по поліному (4.17) (пряма 2) не більше, ніж на 10%.

На рис. 4.5 зображено графічні залежності коефіцієнтів перетворення випрямляча по напрузі і струму при постійному значенні фактора  $X_1 = 18$  ( $S_f = \text{const}$ ) і зміні фактора  $X_2$  від 1,16 до 1,9, що відповідає робочому діапазону вихідної напруги (200÷340 В) для даної системи живлення. Криві 1, 2 побудовані по значенням, отриманим експериментально, криві 3, 4 було розраховано відповідно по формулам (4.21) і (4.13).

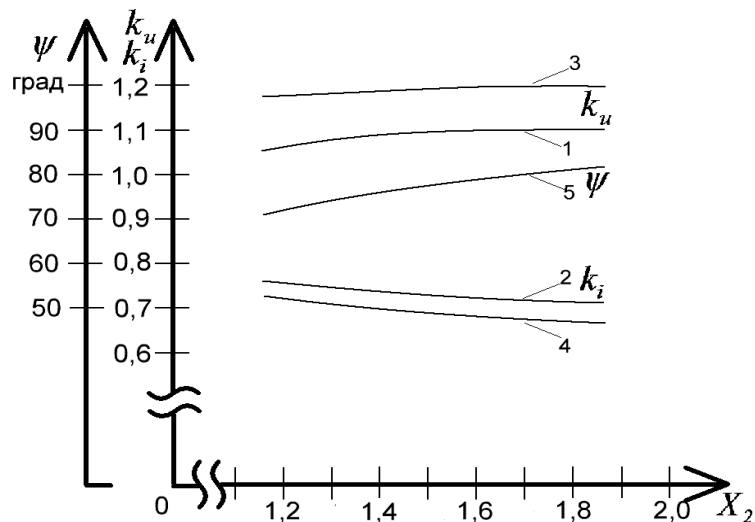


Рис. 4.5 Графічна залежність коефіцієнтів перетворення випрямляча по від фактора  $X_2$

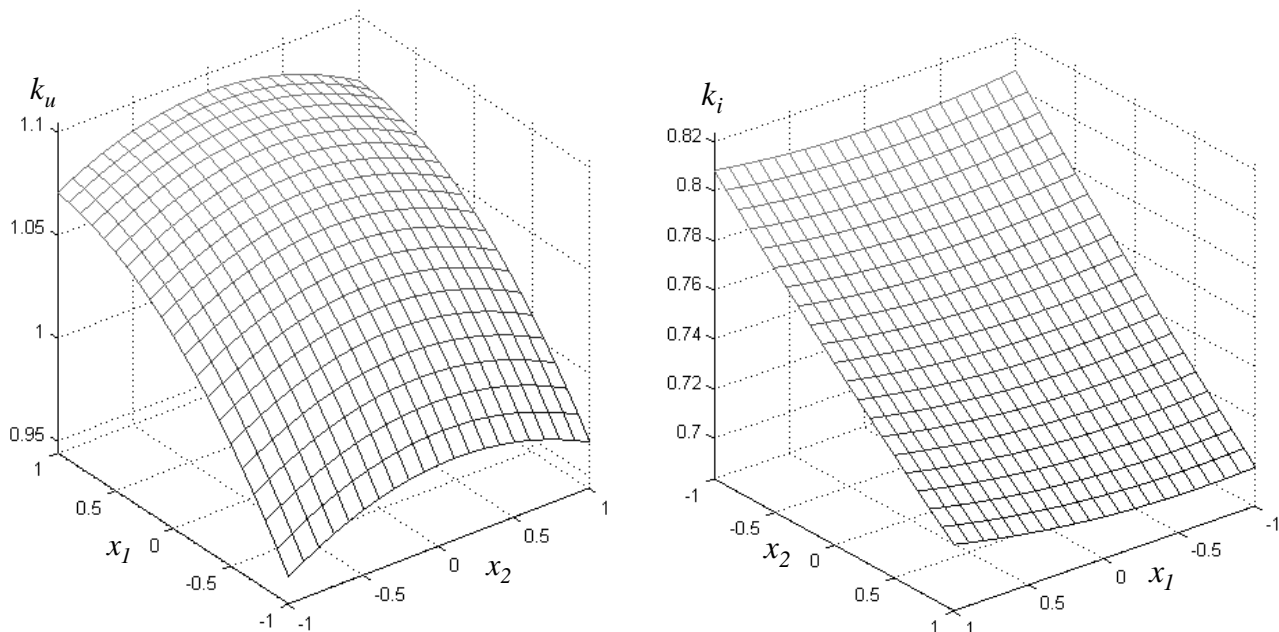
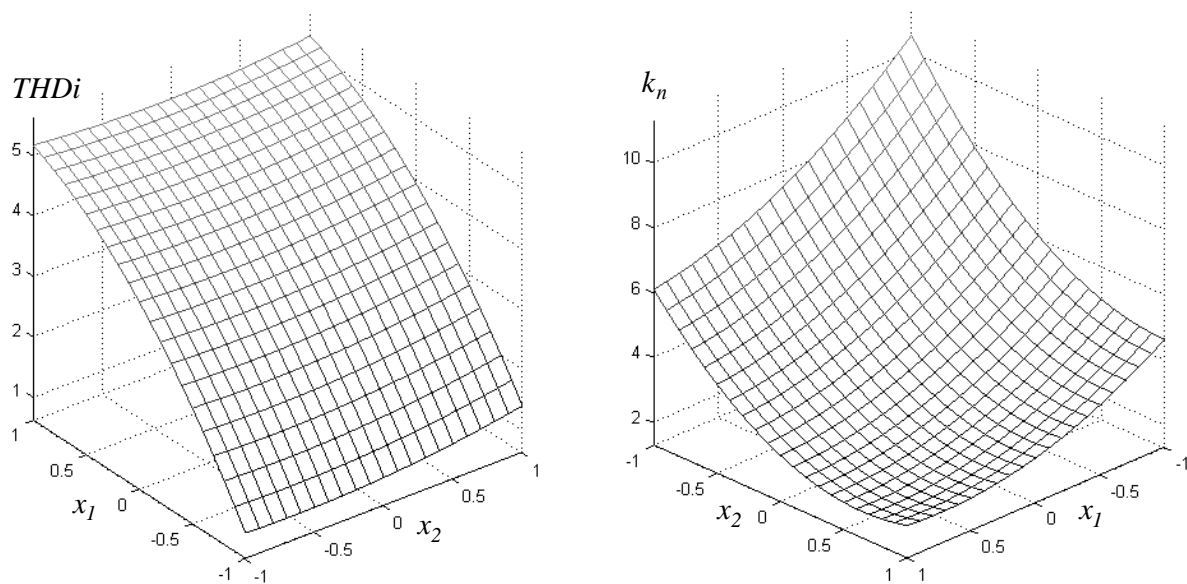
Розбіжності у значеннях, визначених експериментально і аналітично, для  $k_u$  становить 10%, а для  $k_i$  8%.

Одною з переваг теорії планування експериментів є наочність отриманих результатів, в чому можна пересвідчитись при розгляді поверхонь відгуку рис. 4.6 для коефіцієнтів перетворення випрямляча по струму  $k_i$  та напрузі  $k_u$  і кута  $\psi$  у двохфакторному просторі:  $x_1, x_2$ .

Слід зауважити, що розглянута система живлення має добру електромагнітну сумісність з мережею живлення [90]. У таблиці 4.3 наведено значення коефіцієнту гармонік струму ( $THDi$ ). По ортогональному плану другого порядку для кодованих змінних було визначено коефіцієнти поліному для  $THDi$ :

$$THDi = 3,68 + 0,1x_1 + 1,99x_2 + 0,133x_1^2 - 0,617x_2^2 - 0,075x_1x_2$$

На рис. 4.7 наведено поверхню відгуку  $THDi$ , яка дає більш повну картину залежності від факторів  $x_1, x_2$ .

Рис. 4.6 Поверхні відгуків функцій  $k_u$ ,  $k_i$ Рис. 4.7 Поверхні відгуків функцій  $THDi$ ,  $k_n$ 

Як видно з таблиці 4.3, більш прогнозовано змінюється коефіцієнт пульсацій струму  $k_n$ . При менших значеннях  $C_\phi$  і  $R_H$  маємо максимальне значення  $k_n=10,4\%$ , при їх максимальних значеннях, навпаки, отримуємо мінімальне значення  $k_n=1,9\%$ .

Для коефіцієнту пульсацій  $k_n$ , згідно з даними у таблиці 4.3, було визначено наступний поліном:

$$k_n = 3,61 - 1,68x_1 - 2,42x_2 + 0,78x_1^2 + 1,48x_2^2 + 0,525x_1x_2 \quad (4.22)$$

Поверхня відгуку для коефіцієнту пульсацій струму  $k_n$  наведена на рис. 4.7.

Визначені у цьому підрозділі коефіцієнти перетворення по струму і напрузі дозволяють провести розрахунок випрямляча.

4.4 Оптимізація індуктивно-ємнісного перетворювача з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів

Дослідження електромагнітних процесів в однофазному мостовому випрямлячі з ємнісним фільтром та активним навантаженням при живленні від індуктивно-ємнісного перетворювача (ІЄП) по схемі Г1-*LC*, що проведено у підрозділах 4.1-4.3, що дозволило визначити коефіцієнти перетворення та виконати розрахунок такого випрямляча [88, 90-91]. Це дає можливість для подальшого розрахунку і оптимізації параметрів реактивних елементів ІЄП – реактора *LI* та конденсаторної батареї *CI* (рис. 4.1). Формули (4.1) можна використовувати для синусоїдальних струмів, а в нашому випадку синусоїдальним є лише струм через реактор *LI* (рис. 4.8).

Для несинусоїдальних струмів через батарею конденсатора і умовне навантаження ІЄП ( $z_{HIЄП}$ ) слід користуватись діючими значеннями струмів та діючим значенням напруги на цих елементах і визначати потужності як добуток діючих значень:

$$Q_{CI} = I_{CI} \cdot U_{CI}; \quad S_{HIЄП} = I_{IЄП} \cdot U_{IЄП}, \quad (4.23)$$

де  $I_{CI}$ ,  $I_{IЄП}$  - діючі значення струмів через конденсатор *CI* та на виході ІЄП;  $U_{CI} = U_{IЄП}$  - діюче значення напруги на конденсаторі *CI*, а також на виході ІЄП.

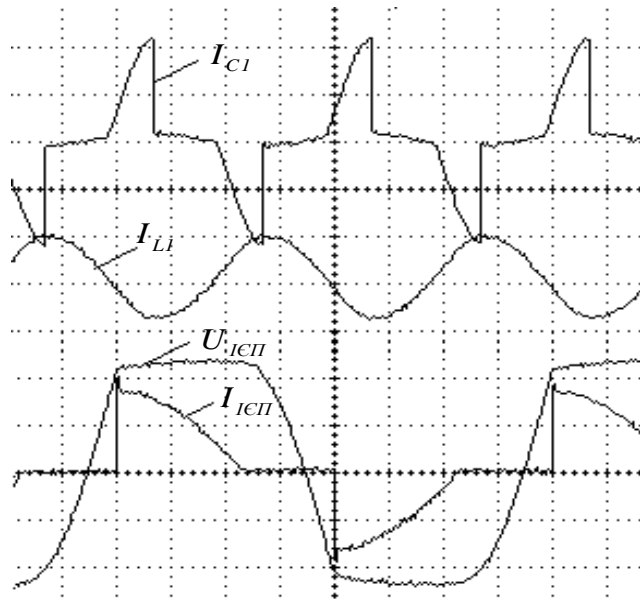


Рис. 4.8 Осцилограми струмів та напруги елементів Г-подібного ІЄП

Для вирішення задачі розрахунку і оптимізації електромагнітних елементів ІЄП проведемо експерименти по ортогональному плану другого порядку, що є доречним у зв'язку з параболічною залежністю потужностей реактивних елементів ІЄП від опору навантаження [71].

Функціями цілі  $Y$  є абсолютні та питомі потужності реактора  $L1$  та конденсатора  $C1$ :  $Q_{L1}$ ,  $q_{L1}$ ,  $Q_{C1}$ ,  $q_{C1}$ , де  $q_{L1} = \frac{I_{L1}^2 x_{L1}}{I_{IEP} \cdot U_{IEP}} = \frac{Q_{L1}}{S_{HIEP}}$ ;

$$q_{C1} = \frac{I_{C1}^2 x_{C1}}{I_{IEP} \cdot U_{IEP}} = \frac{Q_{C1}}{S_{HIEP}}.$$

За фактори, що варіюються, обрано:  $X_1$ – відношення ємності конденсатора фільтру  $C_f$  до ємності конденсатора  $C1$  ІЄП та  $X_2$ – відношення опору навантаження  $R_n$  до вхідного опору ІЄП  $x_L = \omega L1$ . Експеримент проводився по схемі, зображеній на рис. 4.1, з наступними параметрами: напруга живлення 220В, частота напруги 50 Гц, потужність навантаження варіювалась від 0,3 до 1,2 кВт. ІЄП виконано по схемі Г1-LC [11] з індуктивністю реактора  $L1=184$  мГн і ємністю конденсатора  $C1=50$ мкФ. Струм і напруга на вході та

виході випрямляча реєструвалися та вимірювалися приладом CA Power Quality Analyzez.

За основу були прийняті значення для діапазонів змін факторів  $X_1$  та  $X_2$ , що широко використовуються на практиці. Перший фактор  $X_1$  змінювався в діапазоні від  $X_{1min}=9$  до  $X_{1max}=18$  за рахунок зміни ємності конденсатора фільтру  $C_\phi$  від 450 мкФ до 900 мкФ (основний рівень 675 мкФ, інтервал варіювання 225 мкФ). У другому факторі  $X_2$  змінювався опір навантаження від 24 Ом до 110 Ом, (основний рівень 67 Ом, інтервал варіювання 43 Ом). При цьому  $X_{2min}=0,415$ , а  $X_{2max}=1,87$ .

Таблиця 4.4

**Матриця планування кодованих значень факторів  $x_i$   
та результати вимірювань і обчислень функцій цілі  $Y_N$**

| N | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_N$              |                    |                   |                   |          |          |                    |                    |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|--------------------|--------------------|-------------------|-------------------|----------|----------|--------------------|--------------------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | $I_{IEП}$ ,<br>(А) | $U_{IEП}$ ,<br>(В) | $I_{CI}$ ,<br>(А) | $I_{LI}$ ,<br>(А) | $q_{LI}$ | $q_{CI}$ | $Q_{LI}$ ,<br>(Вт) | $Q_{CI}$ ,<br>(Вт) |
| 1 | +     | -     | -     | 1/3    | 1/3    | +               | 4,25               | 85                 | 1,7               | 4,6               | 3,38     | 0,4      | 1223               | 144,5              |
| 2 | +     | +     | -     | 1/3    | 1/3    | -               | 4,2                | 82                 | 1,75              | 4,6               | 3,55     | 0,42     | 1223               | 143,5              |
| 3 | +     | -     | +     | 1/3    | 1/3    | -               | 4,7                | 327                | 5,3               | 7,5               | 2,11     | 1,13     | 3251               | 1733               |
| 4 | +     | +     | +     | 1/3    | 1/3    | +               | 4,6                | 331                | 5,3               | 7,45              | 2,11     | 1,15     | 3208               | 1754               |
| 5 | +     | -     | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 4,5                | 213                | 3,75              | 6,0               | 2,17     | 0,83     | 2081               | 799                |
| 6 | +     | +     | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 4,5                | 210                | 3,75              | 5,9               | 2,13     | 0,83     | 2012               | 788                |
| 7 | +     | 0     | -     | -2/3   | 1/3    | 0               | 4,25               | 83                 | 1,74              | 4,6               | 3,47     | 0,41     | 1223               | 144                |
| 8 | +     | 0     | +     | -2/3   | 1/3    | 0               | 4,8                | 328                | 5,2               | 7,4               | 2,01     | 1,08     | 3165               | 1706               |
| 9 | +     | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 4,5                | 210                | 3,75              | 6,0               | 2,2      | 0,83     | 2081               | 788                |

Після кодування факторів, з урахуванням обраних інтервалів варіювання, було проведено експерименти по ортогональному плану другого порядку.

Матрицю планування кодованих значень факторів наведено у таблиці 4.4 та результати вимірювань і обчислень функцій цілі  $Y_N$

Результатами кожного дослідю були значення струмів  $I_{LI}$ ,  $I_{CI}$ ,  $I_{IEП}$  та напруги  $U_{IEП}$ . На рис. 4.8 для дослідю N=9 (табл. 4.4) наведено осцилограми цих струмів і напруги. Результати вимірювань та обчислень наведені у таблиці 4.4 (де  $x'_3 = x_1^2 - 2/3$  та  $x'_4 = x_2^2 - 2/3$ ).

На підставі реалізованого ортогонального плану другого порядку було визначено коефіцієнти поліномів кодованих змінних за формулою (2.1) і отримано поліноми:

$$\hat{Q}_{LI} = 2,051 - 1,9 \cdot 10^{-2} x_1 + 0,993 x_2 - 1 \cdot 10^{-2} x_1^2 + 0,158 x_2^2 - 1,1 \cdot 10^{-2} x_1 x_2; \quad (4.24)$$

$$\hat{q}_{LI} = 2,156 + 2,16 \cdot 10^{-2} x_1 - 0,695 x_2 + 1,5 \cdot 10^{-2} x_1^2 + 0,605 x_2^2 - 4,25 \cdot 10^{-2} x_1 x_2; \quad (4.25)$$

$$\hat{Q}_{CI} = 0,817 + 6,2 \cdot 10^{-3} x_1 + 0,355 x_2 + 1,95 \cdot 10^{-2} x_1^2 - 6,55 \cdot 10^{-2} x_2^2 + 3 \cdot 10^{-3} x_1 x_2; \quad (4.26)$$

$$\hat{q}_{CI} = 0,777 + 6,16 \cdot 10^{-3} x_1 + 0,355 x_2 + 1,95 \cdot 10^{-2} x_1^2 - 6,55 \cdot 10^{-2} x_2^2 + 0,75 \cdot 10^{-4} x_1 x_2. \quad (4.27)$$

Отримані експериментально значення  $Q_{LI}$ ,  $q_{LI}$ ,  $Q_{CI}$ ,  $q_{CI}$  відрізняються від значень  $\hat{Q}_{LI}$ ,  $\hat{q}_{LI}$ ,  $\hat{Q}_{CI}$ ,  $\hat{q}_{CI}$ , які розраховані по поліномам (4.24-4.27), не більше як на 5%.

Після перетворення поліномів (4.24-4.27) за формулою (2.3) маємо:

$$\hat{Q}_{LI} = 0,801 + 1,3 \cdot 10^{-2} X_1 + 0,73 X_2 - 5 \cdot 10^{-4} X_1^2 + 0,297 X_2^2 - 3,34 \cdot 10^{-3} X_1 X_2; \quad (4.28)$$

$$\hat{q}_{LI} = 4,576 - 5 \cdot 10^{-4} X_1 - 3,357 X_2 + 7,4 \cdot 10^{-4} X_1^2 + 1,14 X_2^2 - 1,29 \cdot 10^{-2} X_1 X_2; \quad (4.29)$$

$$\hat{Q}_{CI} = 0,275 - 2,57 \cdot 10^{-2} X_1 + 0,754 X_2 + 9,6 \cdot 10^{-4} X_1^2 - 0,123 X_2^2 + 9,1 \cdot 10^{-4} X_1 X_2; \quad (4.30)$$

$$\hat{q}_{C1} = 0,221 - 2,46 \cdot 10^{-2} X_1 + 0,767 X_2 + 9,6 \cdot 10^{-4} X_1^2 - 0,123 X_2^2 + 2,28 \cdot 10^{-5} X_1 X_2. \quad (4.31)$$

В поліномах (4.28-4.31) значення коефіцієнтів при факторі  $X_1$  можна не враховувати у зв'язку з тим, що вони майже на порядок менші за аналогічні коефіцієнти при факторі  $X_2$ .

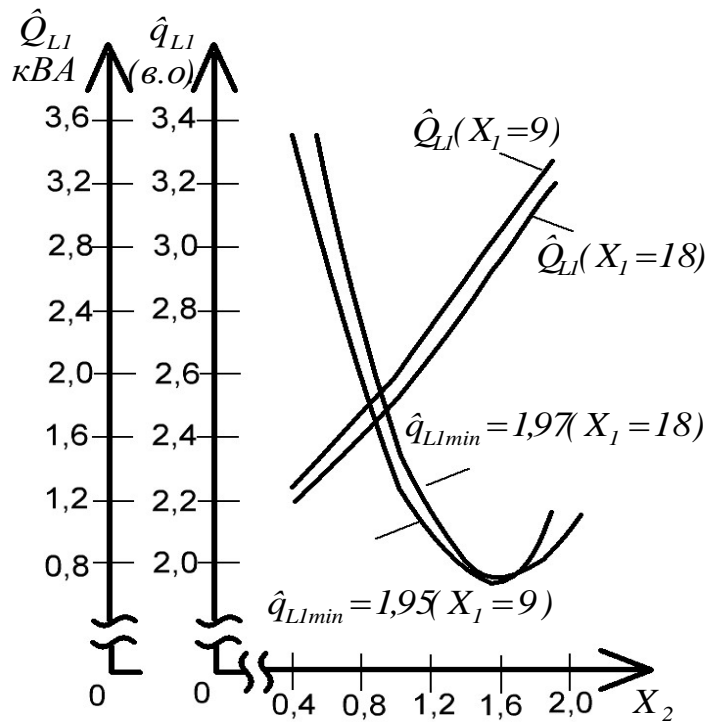


Рис. 4.9 Графіки функцій  $\hat{q}_{L1}$  і  $\hat{Q}_{L1}$  в залежності від фактора  $X_2$  при двох постійних значеннях фактора  $X_1$  – 9 та 18

Визначення похідних від фактора  $X_2$  у поліномах (4.28-4.31) при постійних значеннях фактора  $X_1$  від 9 до 18 у визначеному вище факторному просторі вказують на те, що мінімум є тільки у функції  $q_{L1}$ . Підтвердженням цього є графіки, що наведено на рисунках 4.9 та 4.10.

На рис. 4.9 наведено графіки функцій  $\hat{q}_{L1}$  і  $\hat{Q}_{L1}$  в залежності від фактора  $X_2$  при двох постійних значеннях фактора  $X_1$  – 9 та 18. З рисунка 4.9 видно, що графіки для факторів  $X_1 = 9$  та  $X_1 = 18$  майже співпадають.

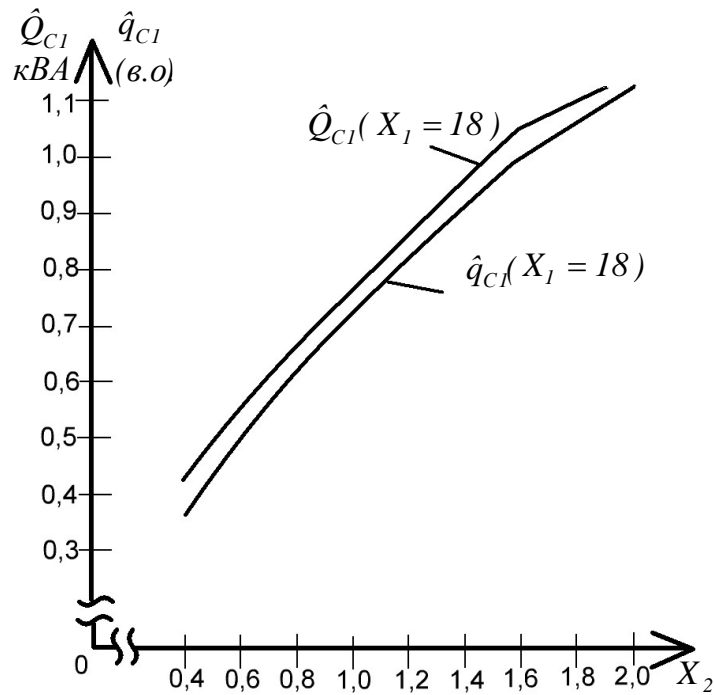


Рис. 4.10 Графіки функцій  $\hat{q}_{C1}$  і  $\hat{Q}_{C1}$  від фактора  $X_2$   
при постійному значенні фактора  $X_1 = 18$

На рис. 4.10 наведено графіки залежностей  $\hat{q}_{C1}$  і  $\hat{Q}_{C1}$  від фактора  $X_2$  у випадку постійного значення фактора  $X_1 = 18$ . Видно, що функції  $\hat{q}_{C1}$  і  $\hat{Q}_{C1}$  тільки зростають з підвищенням опору навантаження, тому їх значення слід обирати орієнтуючись на мінімум функції  $\hat{q}_{L1}$ . Цей мінімум (див. рис. 4.9)  $\hat{q}_{L1} = 1,97$  маємо при значенні факторів  $X_2 = 1,57$  і  $X_1 = 18$ , та  $\hat{q}_{L1} = 1,95$  для  $X_2 = 1,52$  і  $X_1 = 9$ .

На рис. 4.11 наведено поверхню відгуку  $q_{L1}$  при зміні  $X_1$  від 9 до 18 та  $X_2$  від 0,9 до 1,8.

В теорії індуктивно-ємнісних перетворювачів розрахунок параметрів ІСП починається з визначення відносного оптимального значення його опору навантаження [71] при мінімальній відносній потужності одного з реактивних елементів ІСП. З рис. 4.9 видно, що визначений відносний опір наванта-

ження  $X_{2opt} = 1,57$  як відношення  $X_{2opt} = \frac{R_H}{x_{L1}}$  є оптимальним з точки зору мінімуму питомої потужності реактора  $L1$  ІСП.

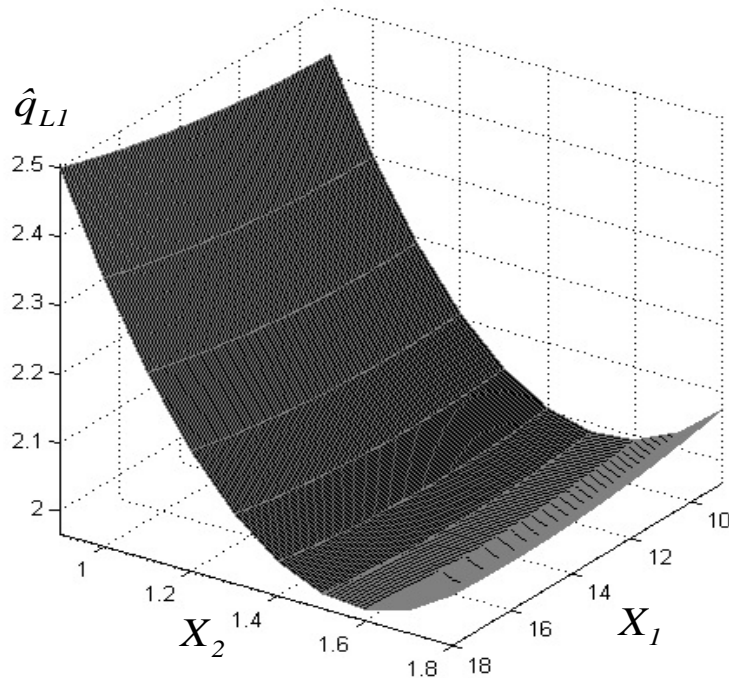


Рис. 4.11 Поверхня відгуку функції  $q_{L1}$  від факторів  $X_1$  та  $X_2$

Для того, щоб перейти до визначення еквівалентного опору навантаження ІСП, скористаємося значеннями коефіцієнтів перетворення випрямляча по струму і напрузі, отриманими в підрозділі 4.3.

Визначимо оптимальне значення еквівалентного опору навантаження

ІСП  $z_{HІСП} = \frac{U_{ІСП}}{I_{ІСП}}$  через коефіцієнт перетворення випрямляча за опором

$k_{RH} = \frac{k_u}{k_i}$  або  $k_{RH} = \frac{R_H}{z_{HІСП}}$ ,  $R_H = X_{2opt} \cdot x_{L1} = 90,75$  Ом. Задамося значенням

першого фактору  $X_1 = 18$ , при якому маємо мінімальні значення коефіцієнту пульсацій (таблиця 4.3). За формулами (4.17) та (4.18) для значень  $X_1 = 18$ ,

$X_{2opt} = 1,57$  визначимо коефіцієнти перетворення випрямляча по струму

$k_i = 0,715$  і напрузі  $k_u = 1,14$  та за їхніми значеннями коефіцієнт  $k_{R_H \text{ onm}} = 1,59$  і відповідно оптимальне значення еквівалентного опору навантаження ІСП  $z_{H \text{ ІСП}} = \frac{R_H}{k_{R_H \text{ onm}}} = 57,07$  Ом.

Таким чином, оптимальний відносний опір еквівалентного навантаження ІСП  $n_{\text{onm}} = \frac{z_{H \text{ ІСП}}}{x_L} = 0,987$ , тобто близький до одиниці та забезпечує мінімум питомої потужності реактора  $L1$  ІСП по схемі Г1- $LC$ .

Результати, отримані в підрозділі 4.3 та в цій роботі, дозволяють провести розрахунок однофазного мостового випрямляча, а також оптимізувати реактор  $L1$  ІСП за схемою Г1- $LC$ .

Розглянемо конкретний приклад розрахунку ІСП, що живиться від промислової мережі – 220 В,  $f = 50$  Гц за схемою Г1- $LC$  з однофазним мостовим випрямлячем та активним навантаженням з ємнісним фільтром, в якому максимальна напруга на навантаженні  $U_H = 320$  В, струм через опір навантаження  $I_H = 35$  А, ємність фільтруючого конденсатора  $C_\phi = 10000$  мкФ.

Визначаємо еквівалентний опір навантаження  $z_{H \text{ ІСП}}$  ІСП через оптимальне значення коефіцієнту перетворення випрямляча за опором

$$k_{R_H \text{ onm}} = 1,59 \text{ та опір навантаження } R_H = \frac{U_H}{I_H} = 9,14 \text{ Ом: } z_{H \text{ ІСП}} = \frac{R_H}{k_{R_H \text{ onm}}} = 5,75$$

Ом. Індуктивний опір реактора ІСП визначаємо як  $x_{L1} = \frac{z_{H \text{ ІСП}}}{n_{\text{onm}}}$ , де  $n_{\text{onm}} = 1$ ,

$x_{L1} = 5,75$  Ом і відповідно індуктивність реактора  $L1 = \frac{x_{L1}}{\omega} = 18,3$  мГн та єм-

ність конденсатора ІСП  $C1 = \frac{1}{\omega^2 L1} = 553$  мкФ.

Отримані значення  $x_{L1}$  та  $C1$  дозволяють визначити фактори

$$X_2 = \frac{R_H}{x_{L1}} = \frac{9,14}{5,75} = 1,59, \quad X_1 = \frac{C_\phi}{C1} = \frac{10000}{553} = 18,1 \text{ та порівняти їх значення з по-}$$

чатковими ( $X_2 = 1,57$ ,  $X_1 = 18$ ). Ці значення майже не відрізняються, тому визначені параметри реактивних елементів можна вважати остаточними.

Слід зазначити, що питома потужність  $q_{LI}$  визначається фактором  $X_2$  і майже не залежить від фактора  $X_1$ , а саме від ємності конденсатора фільтра  $C_\phi$  (рис. 4.9, 4.11, поліном (4.29), в якому коефіцієнти при  $X_1$  на декілька порядків менші за подібні при  $X_2$ ), тому  $C_\phi$  можна обирати з умов необхідних пульсацій струму.

Таким чином, визначено абсолютні потужності електромагнітних елементів та оптимальний відносний опір навантаження  $IЄП$  за схемою Г1- $LC$ , який забезпечує мінімальну питому потужність реактора  $L$   $IЄП$ . Ця потужність визначається опором навантаження  $R_n$  і не залежить від ємності конденсатора фільтра  $C_\phi$ . Отримано результати, що дають змогу провести розрахунок елементів  $IЄП$  у випадку його роботи на мостовий однофазний випрямляч з ємнісним фільтром та активним навантаженням.

#### 4.5 Якісні характеристики однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром при живленні від джерела струму

В підрозділах 4.1-4.4 було розглянуто електромагнітні процеси в випрямлячі з активним навантаженням та ємнісним фільтром при живленні від індуктивно-ємнісного перетворювача джерела напруги в джерело струму по схемі Г1- $LC$ , згідно з класифікацією, наведеною у роботі [11].

Дослідження електромагнітних процесів в системі « $IЄП$  – однофазний мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром» дозволило продемонструвати, що ця система має хорошу електромагнітну сумісність з мережею живлення ( $THD_I < 3\%$ ), але низький  $\cos \varphi = 0,29 \div 0,67$  в діапазоні варіювання потужності навантаження від 0,3 до 1,2 кВт.

В цьому підрозділі визначимо якісні характеристики в системі «однофазний симетричний індуктивно-ємнісний перетворювач – мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром» та порівняємо питомі потужності реактивних елементів – реакторів та конденсаторів ІЄП по схемам Т1-*LCL* та Г1-*LC*, що дозволяє отримати  $\cos \varphi = 1$ .

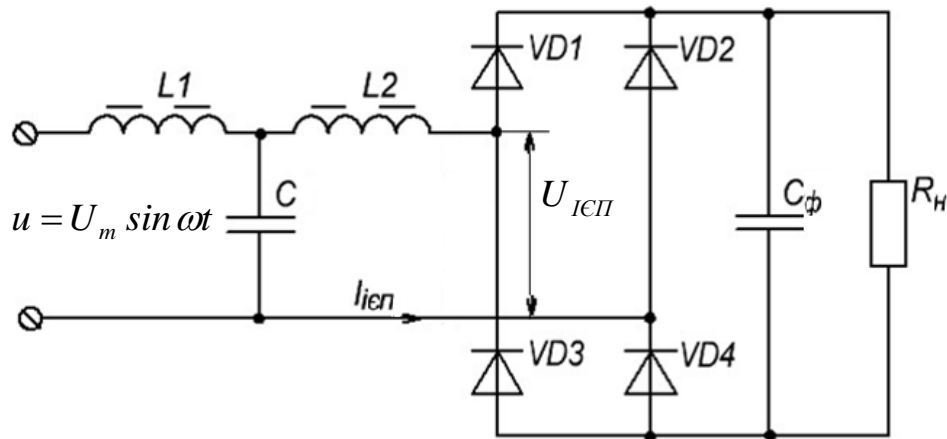


Рис. 4.12 Принципова схема Т-подібного ІЄП з мостовим випрямлячем з активним навантаженням та ємнісним фільтром

Для вирішення цієї задачі було використано елементи теорії систем незмінного струму на основі ІЄП [71]. А саме теорема, яка визначає, що коефіцієнт потужності ІЄП має максимальне значення  $\cos \varphi = 1$  і не залежить від значення опору навантаження у тому випадку, коли останнє є чисто активним, а сам перетворювач виконується симетричним. На рис. 4.12 представлена схема випрямляча, на вході якого включений симетричний ІЄП по схемі Т1-*LCL*. Для отримання якісних характеристик і дослідження електромагнітних процесів схеми було проведено ряд експериментів із застосуванням ортогонального плану другого порядку, який дає достатню адекватність моделі об'єкту дослідження.

Функціями цілі  $Y_N \in THDi$ ,  $\cos \varphi$ , абсолютні  $Q$  та питомі  $q$  потужності  $Q_{L1}$ ,  $q_{L1}$ ,  $Q_{L2}$ ,  $q_{L2}$ ,  $Q_C$ ,  $q_C$ ,  $S_{HІЄП}$  реакторів  $L1$ ,  $L2$  та конденсатора  $C$ , де  $q_L = I_L^2 x_L / I_{ІЄП} \cdot U_{ІЄП} = Q_L / S_{HІЄП}$ ,  $q_C = I_C U_C / I_{ІЄП} \cdot U_{ІЄП} = Q_C / S_{HІЄП}$ ,  $S_{HІЄП} = I_{ІЄП} \cdot U_{ІЄП}$

За фактори, що варіюються, обрано:  $X_1$ – відношення ємності  $C_\phi$  конденсатора фільтра до ємності  $C$  конденсатора ІЄП та  $X_2$ – відношення опору навантаження  $R_H$  до опору реактора ІЄП  $x_L = \omega L$ , (де  $L_1=L_2=L$ ). Експеримент проводився за схемою, зображеною на рис. 4.12, з наступними параметрами: напруга живлення 230В, частота напруги 50Гц, потужність навантаження варіювалась від 0,3 до 1,2кВт. ІЄП виконано по схемі Т1-*LCL* з індуктивністю реакторів  $L=184$ мГн і ємністю конденсатора  $C=50$ мкФ. Струм і напруга на вході та виході випрямляча реєструвалися та вимірювалися приладом SA Power Quality Analyzer. Результати вимірювань та обчислень наведені у таблиці 4.5.

Перший фактор  $X_1$  змінювався в діапазоні від  $X_{1min}=9$  до  $X_{1max}=18$  за рахунок зміни ємності конденсатора  $C_\phi$  від 450 мкФ до 900 мкФ (основний рівень 675 мкФ, інтервал варіювання 225 мкФ). У другому факторі  $X_2$  змінювався опір навантаження від 24 Ом до 110 Ом, (основний рівень 67 Ом, інтервал варіювання 43 Ом). При цьому  $X_{2min}=0,415$ , а  $X_{2max}=1,87$ .

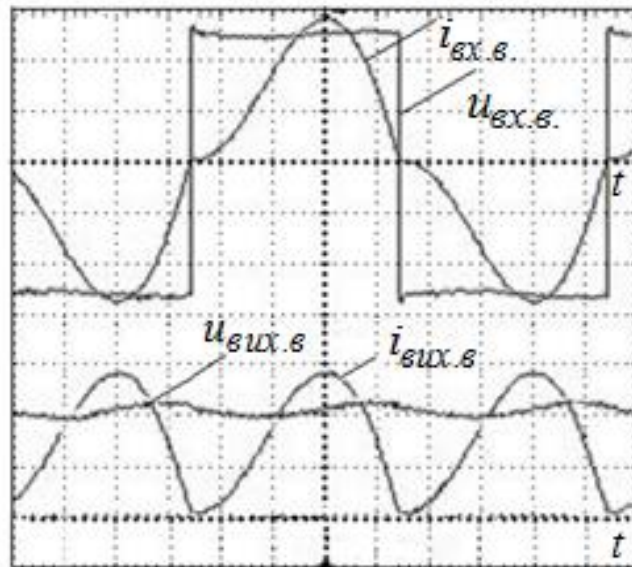


Рис. 4.13 Осцилограми струмів та напруг на вході та виході випрямляча, що живиться від ІЄП за схемамою Т1-*LCL*

Таблиця 4.5

**Матриця планування кодovаних значень факторів  $x_i$   
та результати вимірювань і обчислень функцій цілі  $Y_N$**

| N | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_N$  |               |          |          |       |          |          |        |                    |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|--------|---------------|----------|----------|-------|----------|----------|--------|--------------------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | $THDi$ | $\cos\varphi$ | $q_{L1}$ | $q_{L2}$ | $q_C$ | $Q_{L1}$ | $Q_{L2}$ | $Q_C$  | $S_{H\text{ ІСП}}$ |
| 1 | +1    | -1    | -1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 2,7    | 0,963         | 0,342    | 2,6      | 2,62  | 100,72   | 765,82   | 770    | 294,84             |
| 2 | +1    | +1    | -1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 2,7    | 0,974         | 0,345    | 2,64     | 2,67  | 100,72   | 770      | 781    | 292                |
| 3 | +1    | -1    | +1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 1,4    | 0,95          | 0,98     | 0,648    | 2,13  | 1068,82  | 708      | 2328   | 1092               |
| 4 | +1    | +1    | +1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 1,4    | 0,945         | 1,04     | 0,657    | 2,16  | 1119,0   | 708      | 2328   | 1078               |
| 5 | +1    | -1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 2,0    | 0,991         | 0,675    | 0,675    | 1,91  | 520,2    | 749      | 1470   | 770,4              |
| 6 | +1    | +1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 2,0    | 0,988         | 0,704    | 0,986    | 1,89  | 520,2    | 728,4    | 1398,4 | 738,4              |
| 7 | +1    | 0     | -1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 3,0    | 0,969         | 0,343    | 2,63     | 2,71  | 97,7     | 749      | 770    | 284,4              |
| 8 | +1    | 0     | +1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 1,5    | 0,949         | 1,05     | 0,655    | 2,26  | 1068,82  | 668,2    | 2304   | 1020               |
| 9 | +1    | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 2,1    | 0,989         | 0,732    | 0,968    | 1,99  | 520,2    | 688      | 1416,8 | 710,7              |

В таблиці 4.5 наведено 9-ть експериментальних етапів (N), в ході яких визначено значення якісних параметрів та питомі потужності Т-подібного ІСП при різних значеннях ємнісного фільтра та активного опору навантаження.

В якості прикладу для досліду №9 (див. табл. 4.5) наведено осцилограми струмів та напруг на вході та виході випрямляча, що живиться від ІЄП симетричного ІЄП по схемі T1-LCL (рис. 4.13). Характер струмів для ІЄП за схемою T1-LC має перервний вигляд (рис. 4.2), в той час симетрична схема має майже синусоїдальну форму струму, що дозволяє розглядати її як джерело струму  $i = I_m \sin \omega t$ .

Після кодування факторів, з урахуванням обраних інтервалів варіювання, було проведено експерименти по ортогональному плану другого порядку. Матрицю планування кодованих значень факторів наведено у таблиці 4.5 (розділ  $x_i$ , в якому  $x'_3 = x_1^2 - 2/3$  та  $x'_4 = x_2^2 - 2/3$ ).

На підставі реалізованого ортогонального плану другого порядку було визначено коефіцієнти поліномів кодованих змінних за формулою (2.1) і отримано наступні поліноми:

$$\hat{Q}_{L1} = 513,95 + 8,36x_1 + 492,92x_2 + 9,37x_1^2 + 72,43x_2^2 + 12,55x_1x_2; \quad (4.32)$$

$$\hat{Q}_{L2} = 697,49 - 2,74x_1 - 33,44x_2 + 36,47x_1^2 + 6,37x_2^2 - 1,045x_1x_2; \quad (4.33)$$

$$\hat{Q}_C = 1417,98 - 10,1x_1 + 773,17x_2 + 15,63x_1^2 + 118,43x_2^2 - 2,75x_1x_2; \quad (4.34)$$

$$\hat{Q}_{L\Sigma} = 1211,44 + 5,62x_1 + 459,48x_2 + 45,84x_1^2 + 78,8x_2^2 + 11,505x_1x_2; \quad (4.35)$$

$$\hat{S}_{HIЄП} = 713,67 - 8,14x_1 + 386,46x_2 + 39,24x_1^2 - 62,96x_2^2 - 2,79x_1x_2; \quad (4.36)$$

$$\hat{q}_{L1} = 0,722 + 1,53 \cdot 10^{-2} x_1 + 0,34x_2 - 2,73 \cdot 10^{-2} x_1^2 - 2,03 \cdot 10^{-2} x_2^2 + 1,43 \cdot 10^{-2} x_1x_2; \quad (4.37)$$

$$\hat{q}_{L2} = 0,91 + 6 \cdot 10^{-2} x_1 - 0,99x_2 - 5 \cdot 10^{-2} x_1^2 + 0,76x_2^2 - 7,75 \cdot 10^{-3} x_1x_2; \quad (4.38)$$

$$\hat{q}_C = 1,99 + 1 \cdot 10^{-2} x_1 - 0,24 x_2 - 9 \cdot 10^{-2} x_1^2 + 0,495 x_2^2 - 5 \cdot 10^{-3} x_1 x_2; \quad (4.39)$$

$$\hat{q}_{L\Sigma} = 1,6317 + 7,53 \cdot 10^{-2} x_1 - 0,645 x_2 - 7,73 \cdot 10^{-2} x_1^2 + 0,7417 x_2^2 + 0,65 \cdot 10^{-2} x_1 x_2. \quad (4.40)$$

Отримані експериментально значення  $Q_{L1}$ ,  $q_{L1}$ ,  $Q_{L2}$ ,  $q_{L2}$ ,  $Q_C$ ,  $q_C$  відрізняються від значень  $\hat{Q}_{L1}$ ,  $\hat{q}_{L1}$ ,  $\hat{Q}_{L2}$ ,  $\hat{q}_{L2}$ ,  $\hat{Q}_C$ ,  $\hat{q}_C$ , які розраховано по поліномам (2-4, 7-9), не більше як на 5%.

Після перетворення поліномів (4.32-4.40) за формулою (2.3) маємо:

$$\hat{Q}_{L1} = 39,22 - 14,97 X_1 + 314,15 X_2 + 0,46 X_1^2 + 135,94 X_2^2 + 3,82 X_1 X_2 \quad (4.41)$$

$$\hat{Q}_{L2} = 1096,72 - 48,83 X_1 - 68,75 X_2 + 1,79 X_1^2 + 11,96 X_2^2 - 0,32 X_1 X_2 \quad (4.42)$$

$$\hat{Q}_C = 658,14 - 22,11 X_1 + 564,32 X_2 + 0,77 X_1^2 + 222,28 X_2^2 - 0,84 X_1 X_2 \quad (4.43)$$

$$\hat{Q}_{L\Sigma} = 1135,96 - 63,8 X_1 + 245,38 X_2 + 2,25 X_1^2 + 147,9 X_2^2 + 3,5 X_1 X_2 \quad (4.44)$$

$$\hat{S}_{H \text{ ЮП}} = 322,09 - 53,11 X_1 + 810,04 X_2 + 1,93 X_1^2 - 118,17 X_2^2 - 0,85 X_1 X_2 \quad (4.45)$$

$$\hat{q}_{L1} = -0,083 + 3,48 \cdot 10^{-2} X_1 + 0,49 X_2 - 1,3 \cdot 10^{-3} X_1^2 - 3,8 \cdot 10^{-2} X_2^2 + 4,3 \cdot 10^{-3} X_1 X_2 \quad (4.46)$$

$$\hat{q}_{L2} = 3,64 + 8,26 \cdot 10^{-2} X_1 - 4,57 X_2 - 2,46 \cdot 10^{-3} X_1^2 + 1,43 X_2^2 - 2,36 \cdot 10^{-3} X_1 X_2 \quad (4.47)$$

$$\hat{q}_C = 2,7 + 0,12 X_1 - 2,43 X_2 - 4,4 \cdot 10^{-3} X_1^2 + 0,93 X_2^2 - 1,5 \cdot 10^{-3} X_1 X_2 \quad (4.48)$$

$$\hat{q}_{L\Sigma} = 3,56 + 11,74 \cdot 10^{-2} X_1 - 4,08 X_2 - 3,76 \cdot 10^{-3} X_1^2 + 1,39 X_2^2 + 1,94 \cdot 10^{-3} X_1 X_2 \quad (4.49)$$

На рис. 4.14 наведено графічні залежності питомих потужностей  $\hat{q}_{L1}$ ,  $\hat{q}_{L2}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$  схеми T1-LCL, які розраховані за поліномами (4.41-4.49) при постійному значенні фактора  $X_1=18$ .

Для схеми Г1-LC графічні залежності питомих потужностей  $\hat{q}_L$ ,  $\hat{q}_C$  були взято з підрозділу 4.4, також при постійному значенні фактора  $X_1=18$ . В поліномах (4.41-4.49) значення коефіцієнтів при факторі  $X_1$  майже на порядок менші за значення коефіцієнтів при факторі  $X_2$ , тому було визначено значення питомих потужностей  $\hat{q}_{L1}$ ,  $\hat{q}_{L2}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$  при одному постійному значенні фактора  $X_1=18$ .

Визначення похідних від фактора  $X_2$  у поліномах (4.41-4.49) при постійних значеннях фактора  $X_1=18$  вказують на те, що мінімум є у функціях  $\hat{q}_{L2}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$ . Це підтверджують графічні залежності, наведені на рис. 4.14. Для порівняння зі схемою Г1-LC було визначено похідні для функцій  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$  і значення фактора  $X_2$ , при яких ці функції мають мінімум для конденсаторів  $\hat{q}_C = 1,83$  при  $X_2 = 1,32$  і для реакторів  $\hat{q}_{L\Sigma} = 1,51$  при  $X_2 = 1,46$ .

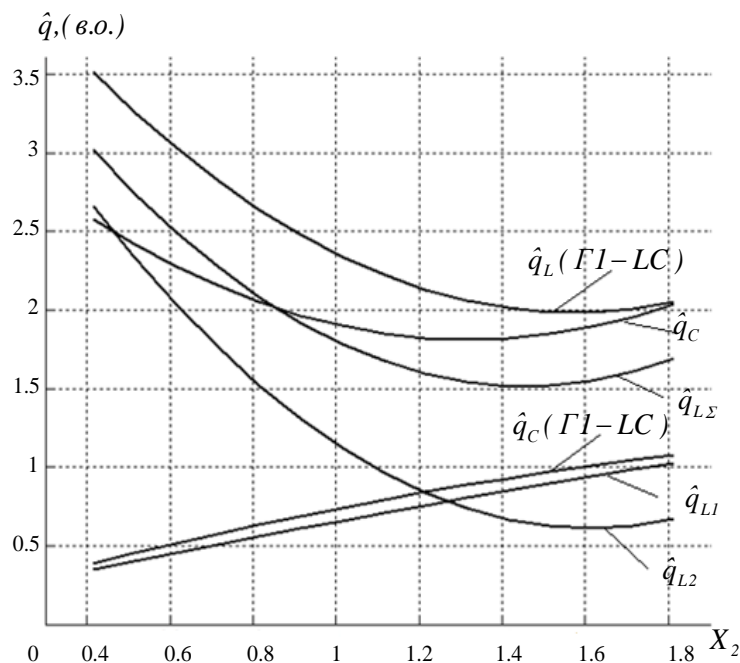


Рис. 4.14 Графічні залежності питомих потужностей  $\hat{q}_{L1}$ ,  $\hat{q}_{L2}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$  схеми T1-LCL та  $\hat{q}_L$ ,  $\hat{q}_C$  для схеми Г1-LC

Для схеми Г1-*LC* з рис. 4.14 видно, що функція  $\hat{q}_C$  тільки зростає з підвищенням опору навантаження, тому її значення обрано орієнтуючись на мінімум функції  $\hat{q}_L$ . Цей мінімум маємо  $\hat{q}_L = 1,97$ , при значенні факторів  $X_2 = 1,57$  і  $X_1 = 18$  і відповідно значення  $\hat{q}_C = 0,95$ .

Таким чином, у схемі Т1-*LCL* сума потужностей реакторів *L1, L2* дорівнює  $\hat{q}_{L\Sigma} = 1,51$ , що на 0,46 в.о. менше, ніж у ІСП Г1-*LC*, але остання схема має меншу потужність конденсаторів ( $\hat{q}_C = 0,95$ , що на 0,88 в.о. менша у порівнянні із схемою Т1-*LCL*  $\hat{q}_C = 1,83$  в.о.).

Це підвищення потужності до  $\hat{q}_C = 1,83$  в.о. компенсується покращенням коефіцієнта потужності схеми (рис. 4.12)  $\cos \varphi = 0,963 \div 0,99$ , для отримання якого виконано умови теореми, а саме навантаження є чисто активним (рис. 4.13), а сам перетворювач являється симетричним.

На рис. 4.15 наведено графіки залежності  $\hat{Q}_{L1}$ ,  $\hat{Q}_{L2}$ ,  $\hat{Q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{Q}_C$  і  $\hat{S}_{\text{ИСП}}$  від фактора  $X_2$  при постійному значенні фактора  $X_1 = 18$ .

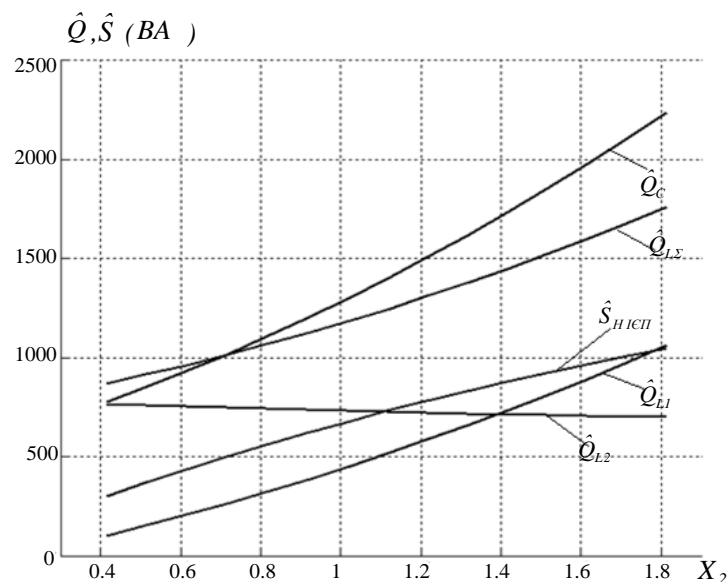


Рис. 4.15 Графіки залежності  $\hat{Q}_{L1}$ ,  $\hat{Q}_{L2}$ ,  $\hat{Q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{Q}_C$  і  $\hat{S}_{\text{ИСП}}$  від фактора  $X_2$  при постійному значенні фактора  $X_1 = 18$

Однією з переваг теорії планування експериментів є наочність отриманих результатів, в чому можна пересвідчитись при розгляді поверхні відгуку у двохфакторному просторі на рис. 4.16 для питомої потужності  $\hat{q}_C$ , як одного з найбільш енергоємного елемента схеми T1-LCL- конденсатора  $C$ .

Розглянута система живлення має струмову навантажувальну характеристику [90] і може використовуватися для живлення електродугових пристроїв з від'ємним диференціальним опором.

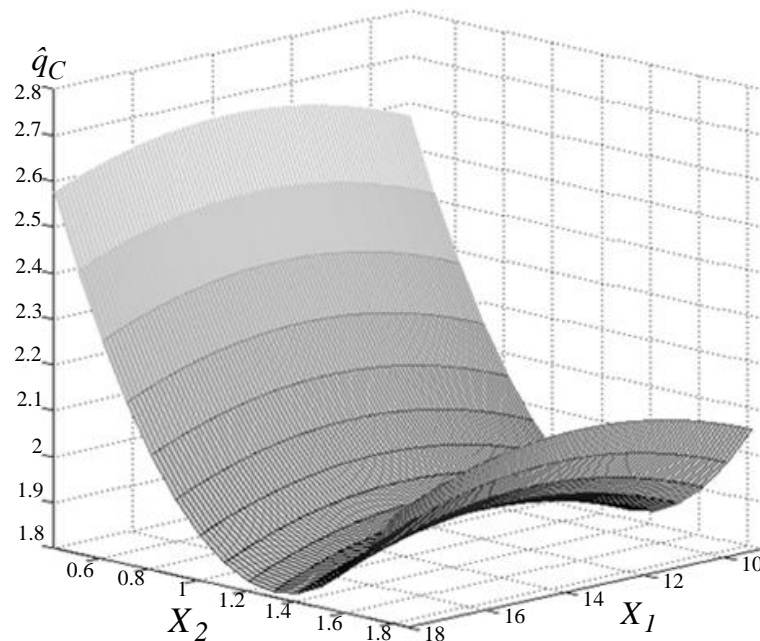


Рис. 4.16 Поверхня відгуку у двохфакторному просторі для питомої потужності  $\hat{q}_C$

Оскільки можливості фізичного макету обмежені у використанні широкого діапазону навантажень, було прийнято рішення створити комп'ютерні імітаційні моделі такої системи - «однофазний симетричний індуктивно-емнісний перетворювач джерела напруги в джерело струму (Т-подібний ІСП за схемою T1-LCL) – мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром» в середовищах MatLab, MicroCap та в спеціалізованій програмі Omega, розробленій в Інституті електродинаміки НАН України.

Таблиця 4.6

**Матриця планування кодованих значень факторів  $x_i$   
та результати вимірювань і обчислень функцій цілі  $Y_N$**

| N | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_N$ |       |       | $Y_N$ Omega |       |         | $Y_N$ MicroCap |       |       | $Y_N$ MatLab |       |         |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|-------|-------|-------|-------------|-------|---------|----------------|-------|-------|--------------|-------|---------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | THDi  | $I_H$ | $U_H$ | THDi        | $I_H$ | $U_H$   | THDi           | $I_H$ | $U_H$ | THDi         | $I_H$ | $U_H$   |
| 1 | +1    | -1    | -1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 2,7   | 3,33  | 78    | 2,28        | 3,45  | 74,53   | 1,9            | 3,15  | 75,68 | 1,89         | 3,143 | 75,44   |
| 2 | +1    | +1    | -1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 2,7   | 3,33  | 78    | 2,59        | 3,452 | 74,456  | 2,458          | 3,13  | 75,14 | 1,98         | 3,121 | 74,9    |
| 3 | +1    | -1    | +1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 1,4   | 2,93  | 304   | 2,74        | 3,34  | 289,31  | 2,064          | 2,82  | 293,1 | 2,11         | 2,812 | 292,48  |
| 4 | +1    | +1    | +1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 1,4   | 2,93  | 306   | 2,10        | 3,347 | 289,83  | 2,115          | 2,82  | 293,4 | 2,13         | 2,811 | 292,34  |
| 5 | +1    | -1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 2,0   | 2,93  | 208   | 2,10        | 3,389 | 199,176 | 2,05           | 2,98  | 199,9 | 2,09         | 2,977 | 199,575 |
| 6 | +1    | +1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 2,0   | 2,95  | 207   | 2,55        | 3,39  | 198,479 | 2,08           | 2,99  | 200,0 | 2,09         | 2,976 | 199,404 |
| 7 | +1    | 0     | -1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 3,0   | 3,33  | 77    | 2,84        | 3,453 | 74,423  | 3,368          | 3,12  | 74,96 | 2,35         | 3,113 | 74,72   |
| 8 | +1    | 0     | +1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 1,5   | 2,87  | 293   | 2,06        | 3,349 | 290,388 | 2,028          | 2,81  | 292,4 | 2,10         | 2,822 | 293,5   |
| 9 | +1    | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 2,1   | 3,07  | 200   | 2,18        | 3,397 | 199,1   | 2,117          | 2,99  | 200,1 | 2,11         | 2,977 | 199,575 |

В таблиці 4.6 наведено 9-ть етапів (N) експериментального та імітаційних досліджень в різних середовищах моделювання та на реальному макеті, в ході яких визначено значення якісних параметрів ІСП за схемою T1-LCL та струму й напруги навантаження системи «T1-LCL – мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром» при різних значеннях ємнісного фільтра та активного опору навантаження.

Доцільним є перевірити адекватність створених імітаційних моделей для використання їх в наступних дослідженнях на більших навантаженнях.

За формулою (2.1) було визначено наступні поліноми для потужності навантаження  $P_n$ :

$$P_n = 599,78 + 1,18x_1 + 308,72x_2 + 17,37x_1^2 - 44,01x_2^2 + 1,46x_1x_2 \quad (4.50)$$

$$P_{n\Omega} = 676,21 + 0,25x_1 + 356,28x_2 - 2,21x_1^2 - 61,4x_2^2 + 0,97x_1x_2 \quad (4.51)$$

$$P_{n\text{MicroCap}} = 595,81 - 0,008x_1 + 294,68x_2 + 2,28x_1^2 - 66,83x_2^2 + 1,01x_1x_2 \quad (4.52)$$

$$P_{n\text{MatLab}} = 594,71 - 0,788x_1 + 294,83x_2 - 1,22x_1^2 - 64,57x_2^2 + 0,67x_1x_2 \quad (4.53)$$

Формула (4.50)

На рис. 4.17 наведено поверхні відгуку  $P_n$  (розраховані за формулами 4.50-4.53), які дають більш повну картину залежності від факторів  $x_1$  та  $x_2$ .

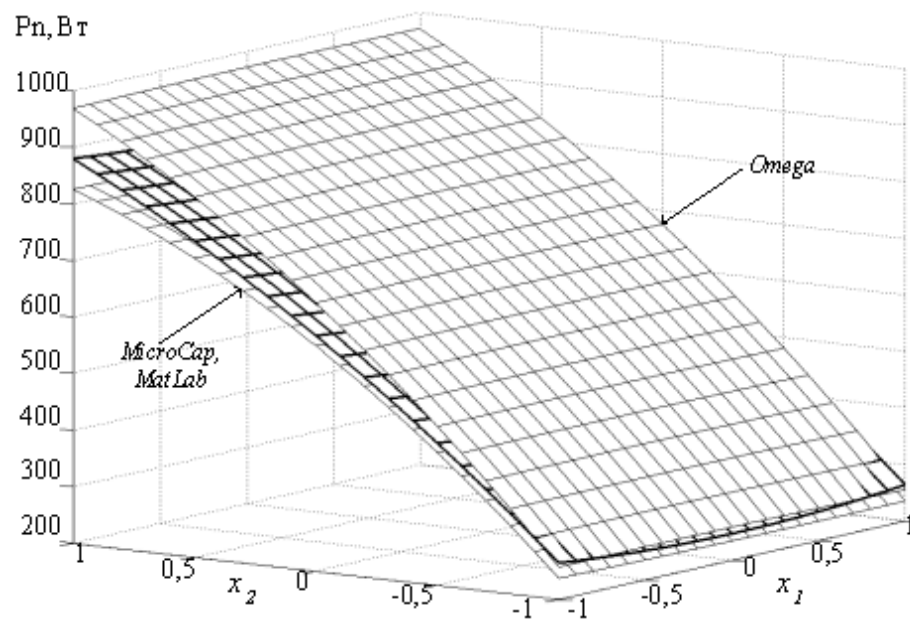


Рис. 4.17 Поверхня відгуку у двохфакторному просторі для потужності навантаження  $P_n$

Поверхні відгуку  $P_n$ , дані для розрахунку яких отримано в середовищах MatLab, MicroCap, практично співпадають та мають меншу розбіжність з експериментальними (на рис. 4.17 виділено темнішою поверхнею), чим

отримані в Omega [32]. Згідно [31] для однофазних систем повинно бути  $THDi < 8\%$ , і оскільки варіювання цієї величини в отриманих значеннях (див. табл. 4.6) приведеними способами є невелике, то використання кожної з імітаційних моделей для визначення коефіцієнту нелінійного спотворення вхідного струму є можливим. Вони мають гарну збіжність з експериментальними даними і можуть використовуватися для подальших досліджень [67].

#### 4.6 Мостовий індуктивно-ємнісний перетворювач з однофазним мостовим випрямлячем, активним навантаженням та ємнісним фільтром

В підрозділах 4.1-4.5 проводився аналіз та оптимізація *ІСП* з мостовим випрямлячем, активним навантаженням та ємнісним фільтром. Зокрема, порівнювалися схеми  $\Gamma$ -*LC* та  $T$ -*LCL* і кожна з цих схем, як визначено у підрозділі 4.5, має свої переваги та недоліки [87-91].

Схема  $T$ -*LCL* має добрі показники електромагнітної сумісності, проте не досліджені ще інші симетричні *ІСП*, до яких відносяться такі схеми, що мають однакову конфігурацію відносно мережі живлення і навантаження та мають резонансне налаштування реактивних *LC*-елементів. Однією з таких є мостова схема  $M1$ .

В однофазному виконанні при чисто активному навантаженні серед усіх схем *ІСП* кращі питомі потужності реактивних елементів – реакторів та конденсаторів має мостовий *ІСП*, виконаний по схемі  $M1$ . Ці значення питомих потужностей для схеми  $M1$  дорівнюють  $\hat{q}_{L1} = \hat{q}_{L2} = \hat{q}_{C1} = \hat{q}_{C2} = 0,5$  [11]. Дослідження мостового *ІСП*, виконаного по схемі  $M1$  з активним навантаженням та ємнісним фільтром раніше не проводились. Визначимо якісні характеристики в системі «однофазний мостовий індуктивно-ємнісний перетворювач джерела напруги в джерело струму – мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром» та порівняємо питомі потужності

реактивних елементів – реакторів та конденсаторів ІЄП по схемам Т1-*LCL* та М1.

На рис. 4.18 представлена схема випрямляча, на вході якого включений симетричний ІЄП по схемі М1. Для отримання якісних характеристик і дослідження електромагнітних процесів схеми було проведено ряд експериментів із застосуванням ортогонального плану другого порядку [43, 78, 103].

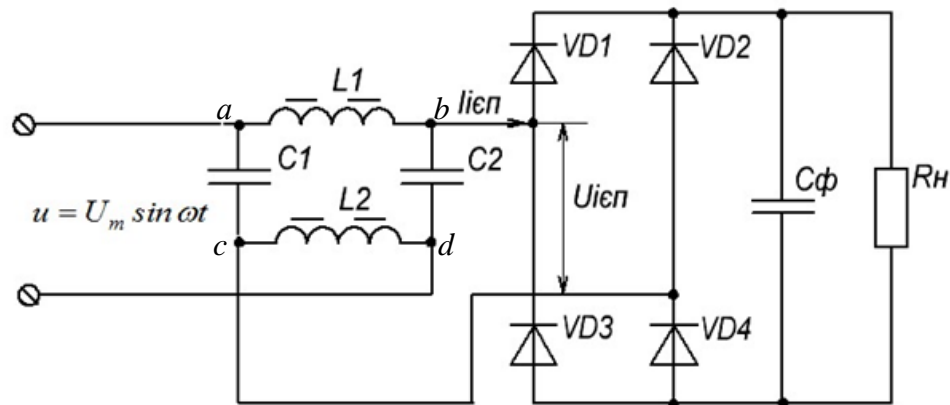


Рис. 4.18 Принципова схема М1 ІЄП з мостовим випрямлячем з активним навантаженням та ємнісним фільтром

Функціями цілі  $Y_N \in THDi$ ,  $\cos\varphi$ , абсолютні  $Q$  та питомі  $q$  потужності  $Q_{L\Sigma}$ ,  $q_{L\Sigma}$ ,  $Q_{C\Sigma}$ ,  $q_{C\Sigma}$  реакторів  $L1$ ,  $L2$  та конденсаторів  $C1$ ,  $C2$ , де:

$$q_{L\Sigma} = q_{L1} + q_{L2} = 2I_L^2 x_L / I_{IEP} \cdot U_{IEP} = Q_{L\Sigma} / S_{HIEP};$$

$$q_{C\Sigma} = q_{C1} + q_{C2} = 2I_C U_C / I_{IEP} \cdot U_{IEP} = Q_{C\Sigma} / S_{HIEP};$$

$$S_{HIEP} = I_{IEP} \cdot U_{IEP}.$$

$S_{HIEP}$  – потужність на виході ІЄП.

За фактори, що варіюються, обрано:  $X_1$ – відношення ємності  $C_\phi$  конденсатора фільтра до ємності  $C1=C2=C$  конденсаторів ІЄП та  $X_2$ – відношення опору навантаження  $R_H$  до опору реактора ІЄП  $x_L = \omega L$ , (де  $L1=L2=L$ ). Експеримент проводився за схемою, зображеною на рис. 4.18, з наступними па-

раметрами: напруга живлення  $230\text{ В}$ , частота напруги  $50\text{ Гц}$ , потужність навантаження варіювалась від  $0,3$  до  $1,2\text{ кВт}$ . ІСП виконано по схемі М1 з індуктивністю реакторів  $L=184\text{ мГн}$  і ємністю конденсаторів  $C=50\text{ мкФ}$ . Струм і напруга на вході та виході випрямляча реєструвалися та вимірювалися приладом CA PowerQualityAnalyzer. Результати вимірювань та обчислень наведені у таблиці 4.7.

За попередніми дослідженнями в підрозділах 4.2-4.5, за основу були прийняті значення для діапазонів змін факторів  $X_1$  та  $X_2$ , що широко використовуються на практиці. Перший фактор  $X_1$  змінювався в діапазоні від  $X_{1min}=9$  до  $X_{1max}=18$  за рахунок зміни ємності конденсатора  $C_\phi$  від  $450\text{ мкФ}$  до  $900\text{ мкФ}$  (основний рівень  $675\text{ мкФ}$ , інтервал варіювання  $225\text{ мкФ}$ ). У другому факторі  $X_2$  змінювався опір навантаження від  $24\text{ Ом}$  до  $110\text{ Ом}$ , (основний рівень  $67\text{ Ом}$ , інтервал варіювання  $43\text{ Ом}$ ). При цьому  $X_{2min}=0,415$ , а  $X_{2max}=1,87$ .

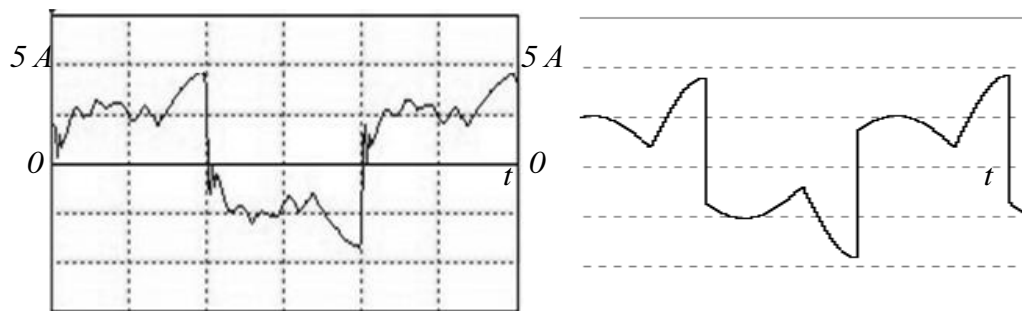
Таблиця 4.7

**Матриця планування кодованих значень факторів  $x_i$   
та результати вимірювань і обчислень функцій цілі  $Y_N$**

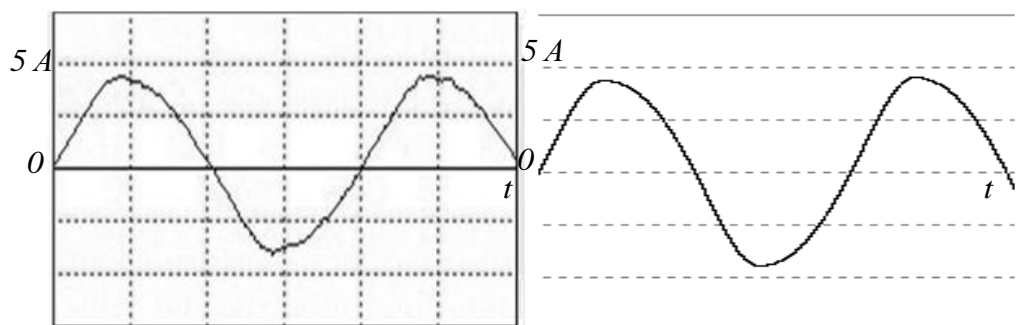
| N | $x_i$ |       |       |        |        |                 | $Y_N$ |               |               |               |            |               |               |
|---|-------|-------|-------|--------|--------|-----------------|-------|---------------|---------------|---------------|------------|---------------|---------------|
|   | $x_0$ | $x_1$ | $x_2$ | $x'_3$ | $x'_4$ | $x_1 \cdot x_2$ | THDi  | $\cos\varphi$ | $Q_{L\Sigma}$ | $Q_{C\Sigma}$ | $S_{HIEP}$ | $q_{L\Sigma}$ | $q_{C\Sigma}$ |
| 1 | +1    | -1    | -1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 69%   | 0,748         | 333,96        | 693,6         | 243,2      | 1,373         | 2,852         |
| 2 | +1    | +1    | -1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 67%   | 0,754         | 333,96        | 693,6         | 243,2      | 1,373         | 2,852         |
| 3 | +1    | -1    | +1    | 1/3    | 1/3    | -1              | 42,2% | 0,866         | 1712,88       | 1288          | 1131,6     | 1,514         | 1,138         |
| 4 | +1    | +1    | +1    | 1/3    | 1/3    | +1              | 41,8% | 0,867         | 1757,66       | 1316          | 1131,6     | 1,553         | 1,163         |
| 5 | +1    | -1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 48,1% | 0,839         | 932,06        | 912           | 720        | 1,295         | 1,267         |
| 6 | +1    | +1    | 0     | 1/3    | -2/3   | 0               | 47,3% | 0,843         | 932,06        | 912           | 728        | 1,280         | 1,253         |
| 7 | +1    | 0     | -1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 69,3% | 0,747         | 333,96        | 693,6         | 243,2      | 1,373         | 2,852         |
| 8 | +1    | 0     | +1    | -2/3   | 1/3    | 0               | 42%   | 0,868         | 1757,66       | 1353,6        | 1148       | 1,531         | 1,179         |
| 9 | +1    | 0     | 0     | -2/3   | -2/3   | 0               | 48,5% | 0,839         | 925,5         | 936           | 720        | 1,285         | 1,30          |

Характер струмів для симетричних ІЄП за схемою М1 має перервний вигляд як і ІЄП за схемою Г1- $LC$  ( див. рис. 4.8).

На рис. 4.19 зображено криві струму  $i_{C1}$  та  $i_{L1}$ , що отримані шляхом моделювання та експерименту для досліду №9. Вхідний струм складається зі струмів конденсатора  $i_{C1}$  та дроселя  $i_{L1}$ . Струм конденсатора  $i_{C1}$  несинусоїдальний і тому спотворює форму вхідного. Це пояснюється тим, що при позитивній напівхвилі напруги, коли напруга на вході випрямляча більша за напругу на конденсаторі  $C_{\phi}$  проводять струм діоди  $VD1, VD4$ . В точці  $b$  струм  $i_{L1}$  розподіляється на струм  $i_{C2}$  і вихідний струм ІЄП, що протікає через діод  $VD1$ , активно-ємнісне навантаження  $C_{\phi}/R_H$  та діод  $VD4$ . Після діода  $VD4$  в точці  $c$  вихідний струм випрямляча складається зі струмом  $i_{C1}$  та через індуктивність  $L2$  разом зі струмом  $i_{C2}$  повертається у мережу живлення.



а) Крива струму  $i_{C1}$  : експеримент і моделювання



б) Крива струму  $i_{L1}$  : експеримент і моделювання

Рис.4.19 Криві струмів  $i_{C1}$  та  $i_{L1}$

В той час, коли напруга на вході випрямляча стає меншою за напругу на конденсаторі  $C_{\phi}$  діоди випрямляча  $VD1, VD4$  закриваються і ІЄП перехо-

дить у режим холостого ходу. Струм протікає по двом паралельним ланцюгам  $L1, C1$  та  $L2, C2$ . На початку цього режиму починають зростати струми  $i_{C1}$  та  $i_{C2}$  (рис. 4.19,а). Це зростання струмів закінчується, коли напруга на вході випрямляча стає вище за напругу на конденсаторі  $C_\phi$  і режим холостого ходу завершується. Далі, при від'ємній напівхвилі напруги, в точці а електромагнітні процеси повторюються, але у випрямлячі струм проводять вже діоди  $VD3, VD2$ .

Також симетричними є схеми П-подібних ІЄП  $LCL$ - або  $CLC$ - структур. Якщо розглянути електромагнітні процеси в таких однофазних ІЄП, то очевидно, що струм споживання теж складається зі струмів  $i_{C1}$  та  $i_{L1}$  [44, 45]. В режимі холостого ходу струм  $i_{C1}$  має вигляд тотожний до зображеного на рис.4.19, а) і значення ( $THD_I$ ) та косинусу зсуву фази змінного струму споживання відносно вхідної напруги ( $\cos \varphi$ ) будуть близькими до значень мостового ІЄП по схемі М1. Аналізуючи однофазні П-подібні ІЄП [11], слід зауважити, що вони мають значно гірші, у порівнянні зі схемами Т1- $LCL$  та М1, значення питомих потужностей реактивних елементів – реакторів та конденсаторів для активного навантаження, тому вони не розглядаються для даних досліджень.

Після кодування факторів, з урахуванням обраних інтервалів варіювання, було проведено експерименти по ортогональному плану другого порядку. Матрицю планування кодованих значень факторів наведено у таблиці 4.7 (розділ  $x_i$ , в якому  $x'_3 = x_1^2 - 2/3$  та  $x'_4 = x_2^2 - 2/3$ ).

На підставі реалізованого ортогонального плану другого порядку згідно формули (2.1) було визначено коефіцієнти поліномів  $b_i$  і отримано наступні поліноми:

$$\hat{Q}_{L\Sigma} = 933,38 + 7,46x_1 + 704,38x_2 - 5,28x_1^2 + 108,48x_2^2 + 11,18x_1x_2 \quad (4.54)$$

$$\hat{Q}_{C\Sigma} = 936,8 + 4,66x_1 + 312,8x_2 - 25,2x_1^2 + 86,4x_2^2 + 7x_1x_2 \quad (4.55)$$

$$\hat{S}_{HIEП} = 725,42 + 1,33x_1 + 446,93x_2 - 4,13x_1^2 - 32,53x_2^2 \quad (4.56)$$

$$\hat{q}_{L\Sigma} = 1,286 + 4,4 \cdot 10^{-3} x_1 + 7,96 \cdot 10^{-2} x_2 + 1 \cdot 10^{-3} x_1^2 + 0,167 x_2^2 + 1 \cdot 10^{-2} x_1 x_2 \quad (4.57)$$

$$\hat{q}_{C\Sigma} = 1,289 + 3,34 \cdot 10^{-3} x_1 - 0,85 x_2 - 2,34 \cdot 10^{-2} x_1^2 + 0,736 x_2^2 + 5 \cdot 10^{-3} x_1 x_2 \quad (4.58)$$

$$\hat{c}os \varphi = 0,839 + 1,83 \cdot 10^{-3} x_1 + 5,87 \cdot 10^{-2} x_2 + 1,5 \cdot 10^{-3} x_1^2 - 3,2 \cdot 10^{-2} x_2^2 - 1,25 \cdot 10^{-3} x_1 x_2 \quad (4.59)$$

Отримані експериментально значення  $Q_{L\Sigma}$ ,  $q_{L\Sigma}$ ,  $Q_{C\Sigma}$ ,  $q_{C\Sigma}$ ,  $S_{HIEП}$ ,  $cos \varphi$  відрізняються від значень  $\hat{Q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{Q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{S}_{HIEП}$ ,  $\hat{c}os \varphi$ , які розраховано по поліномам (4.54-4.59), не більше як на 5%.

Після перетворення поліномів (4.54-4.59) за формулою (2.3) маємо:

$$\hat{Q}_{C\Sigma} = 450,72 + 32,16 X_1 + 28,18 X_2 - 1,24 X_1^2 + 163,26 X_2^2 + 2,14 X_1 X_2 \quad (4.60)$$

$$\hat{Q}_{L\Sigma} = 77,34 + 4,8 X_1 + 453,9 X_2 - 0,26 X_1^2 + 204,98 X_2^2 + 3,42 X_1 X_2 \quad (4.61)$$

$$\hat{S}_{HIEП} = -97,8 + 5,8 X_1 + 754,75 X_2 - 0,204 X_1^2 - 61,47 X_2^2 \quad (4.62)$$

$$\hat{q}_{L\Sigma} = 1,616 - 3,84 \cdot 10^{-3} X_1 - 0,652 X_2 + 4,92 \cdot 10^{-5} X_1^2 + 0,316 X_2^2 + 3,06 \cdot 10^{-3} X_1 X_2 \quad (4.63)$$

$$\hat{q}_{C\Sigma} = 4,244 + 3,02 \cdot 10^{-2} X_1 - 4,36 X_2 - 1,156 \cdot 10^{-3} X_1^2 + 1,392 X_2^2 + 1,528 \cdot 10^{-3} X_1 X_2 \quad (4.64)$$

$$\hat{c}os \varphi = 0,617 - 1,15 \cdot 10^{-3} X_1 + 0,22 X_2 + 7,4 \cdot 10^{-5} X_1^2 - 0,06 X_2^2 - 3,82 \cdot 10^{-4} X_1 X_2 \quad (4.65)$$

Однією з переваг теорії планування експериментів є наочність отриманих результатів, в чому можна пересвідчитись при розгляді поверхні відгуку у двохфакторному просторі на рис. 4.20 для коефіцієнта потужності  $\hat{c}os \varphi$  схеми М1, яка побудована за розрахунками по поліному (4.65).

На рис. 4.21 наведено графіки залежності  $\hat{Q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{Q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{Q}_C$  і  $\hat{S}_{HIEП}$  від фактора  $X_2$  при постійному значенні фактора  $X_1 = 18$  ІЄП по схемам М1 та Т1-LCL. На рис. 4.21 можна побачити, що всі значення потужностей повільно

зростають при збільшенні фактора навантаження  $X_2$ , тому для отримання більш прозорих залежностей перейдемо до питомих потужностей  $\hat{q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ .

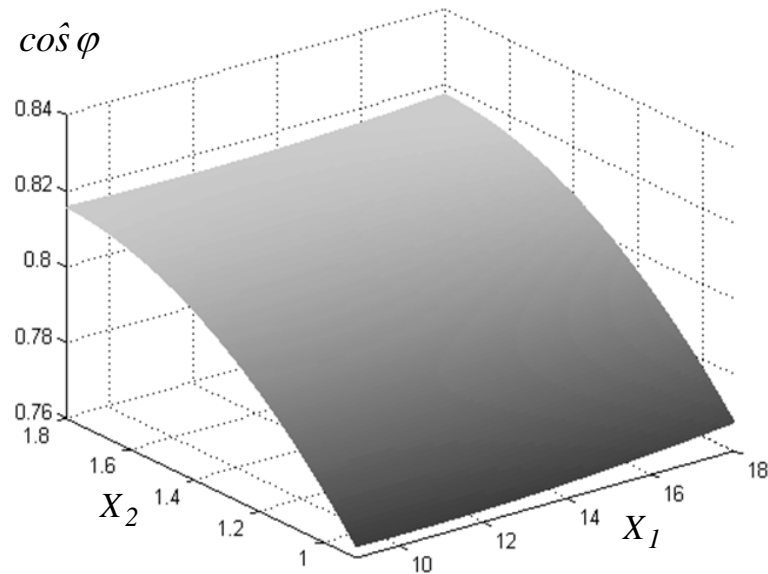


Рис. 4.20 Поверхня відгуку у двохфакторному просторі для  $\cos \varphi$

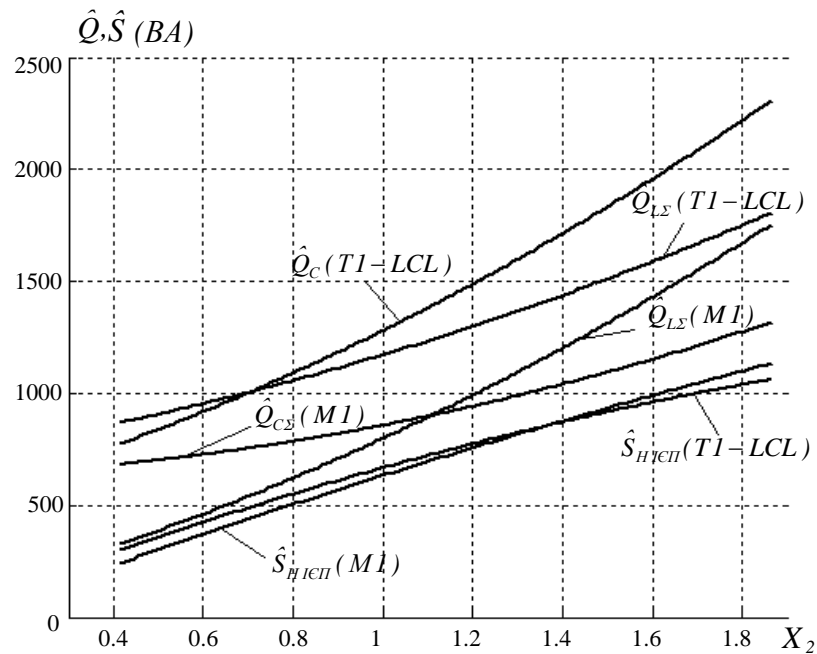


Рис. 4.21 Графіки залежностей  $\hat{Q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{Q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{Q}_C$  і  $\hat{S}_{HIEП}$  від фактора  $X_2$  при постійному значенні фактора  $X_1 = 18$  ІЄП по схемам М1 та Т1-*LCL*

На рис. 4.22 наведено графічні залежності питомих потужностей  $\hat{q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$  схеми М1, які розраховані за поліномами (4.63, 4.64) при постійному

значенні фактора  $X_1=18$ . Для схеми T1-LCL графічні залежності питомих потужностей  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$  розраховано за поліномами (4.48, 4.49), також при постійному значенні фактора  $X_1=18$ . В поліномах (4.63, 4.64) значення коефіцієнтів при факторі  $X_1$  майже на порядок менші за значення коефіцієнтів при факторі  $X_2$ , тому було визначено значення питомих потужностей  $\hat{q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$  при одному постійному значенні фактора  $X_1=18$ .

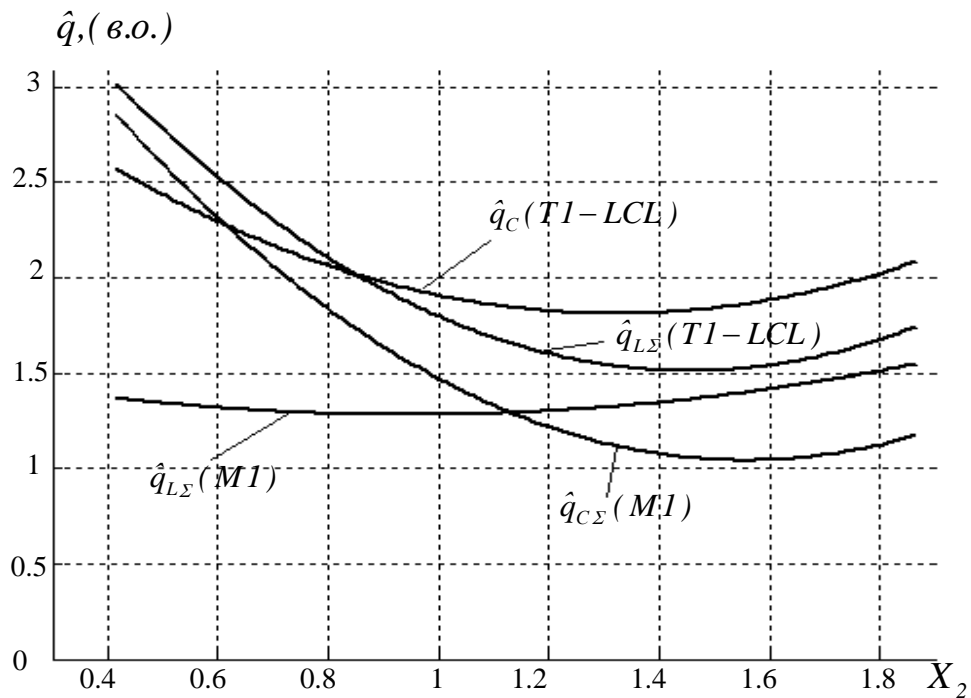


Рис. 4.22 Графічні залежності питомих потужностей  $\hat{q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$  при постійному значенні фактора  $X_1=18$  ІЄП по схемам M1 та T1-LCL

В ході досліджень було визначено похідні від фактора  $X_2$  у поліномах (4.63, 4.64) при постійних значеннях фактора  $X_1=18$ , які вказують на те, що мінімум є у функціях  $\hat{q}_{C\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_C$ .

Це підтверджують графіки, наведені на рис. 4. 22. Для порівняння схем M1 та T1-LCL було визначено для схеми M1 похідні функцій  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{C\Sigma}$  і значення фактора  $X_2$ , при яких ці функції мають мінімум для конденсаторів  $\hat{q}_{C\Sigma} = 1,04$  при  $X_2 = 1,56$  і для реакторів  $\hat{q}_{L\Sigma} = 1,28$  при  $X_2 = 0,95$ . Для схеми

М1 з рис. 4.22. видно, що функція  $\hat{q}_{L\Sigma}$  тільки зростає з підвищенням опору навантаження та змінюється в малому діапазоні ( $1,28 \div 1,52$  в.о.), тому її значення обираємо орієнтуючись на мінімум функції  $\hat{q}_{C\Sigma}$ , що змінюється в значно широкому діапазоні відносних одиниць. Цей мінімум складає  $\hat{q}_{C\Sigma} = 1,04$  і для  $\hat{q}_{L\Sigma}$  визначаємо  $1,39$  в.о (при значеннях факторів  $X_2 = 1,56$  і  $X_I = 18$ ).

Таким чином, у схемі М1 сума питомих потужностей конденсаторів  $C1$ ,  $C2$  дорівнює  $\hat{q}_{C\Sigma} = 1,04$ , що на  $0,79$  в.о. менше, ніж у ІЄП Т1-*LCL*, і має потужність реакторів  $\hat{q}_{L\Sigma} = 1,39$ , що на  $0,12$  в.о. менша у порівнянні зі схемою Т1-*LCL*, де  $\hat{q}_{L\Sigma} = 1,51$  в.о.

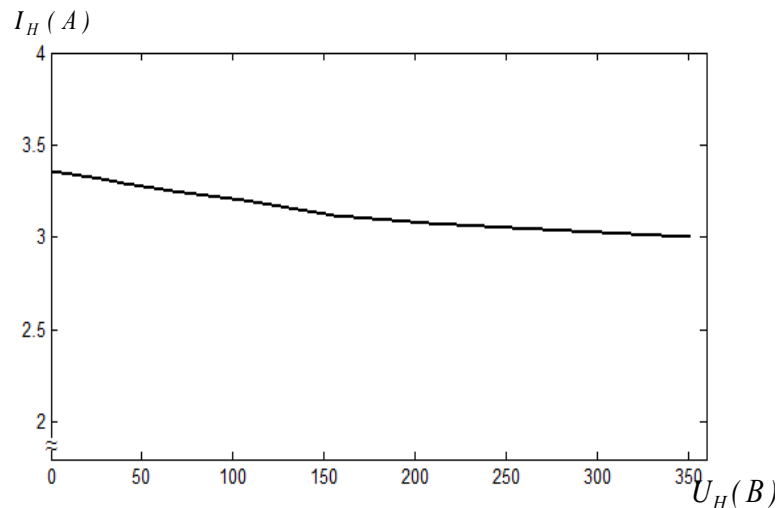


Рис. 4.23 Навантажувальна характеристика ІЄП за схемою М1

Слід зазначити, що на рис. 4.21 та рис. 4.22 зображено функції, що знаходяться в межах резонансу ІЄП, що підтверджується жорсткістю струмової навантажувальної характеристики розглянутої системи живлення, що зображено на рис. 4.23. Переваги схеми М1 за питомими потужностями  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{C\Sigma}$  нівелюються в зв'язку із значно гіршим  $\cos \varphi = 0,748 \div 0,839$  та абсолютно неприпустимим значенням  $THD_I > 40\%$ . Хоча схема М1 має таку ж струмову характеристику як і інші ІЄП, проте для забезпечення електромагнітної сумі-

сності мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром з мережею живлення її застосовувати недоцільно.

---

Посилання [4, 10-12, 19, 27, 31, 32, 43-48, 55, 60, 67, 71, 78, 84, 87-91, 103] див. список використаних джерел стор. 155-166.

#### 4.7 Висновки до розділу 4

1. В результаті проведеного порівняльного аналізу Г-подібних ІЄП встановлено, що найбільший практичний інтерес серед схем такої конфігурації, має схема Г1-*LC*. Визначено, що встановлена відносна потужність реактора такого ІЄП залишається незмінною при повній зміні аргументу навантаження. Водночас, встановлена відносна потужність конденсаторної батареї зі збільшенням індуктивного характеру навантаження зростає, а зі збільшенням ємнісного характеру навантаження зменшується до нуля (при  $\varphi = 90^\circ$ ), що відповідає включенню паралельно індуктивності ІЄП за схемою Г1-*CL* конденсатора на резонансній частоті. Доцільно дослідити такий ІЄП більш детально.

2. Проведено дослідження електромагнітних процесів в системі ІЄП за схемою Г1-*CL* – однофазний мостовий випрямляч з активним навантаженням та ємнісним фільтром. Виявлено, що ця система має хорошу електромагнітну сумісність з мережею живлення ( $THD_i < 6\%$ ), а навантажувальна характеристика має лінійний характер для робочого діапазону навантаження. Розглянута система живлення, що є одночасно стабілізатором вихідного струму і фільтром гармонік струму, може успішно застосовуватися безпосередньо для живлення різноманітних технологічних навантажень, в тому числі для живлення електророзрядних навантажень з від'ємним диференціальним опором та для живлення інверторів струму.

3. Визначено коефіцієнти перетворення по напрузі та струму однофазного мостового випрямляча при живленні від *ІЄП*, виконаного по схемі  $\Gamma 1-LC$ . Значення цих коефіцієнтів дозволяють виконати розрахунок однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром. Отримані результати досліджень також дозволяють оцінити якісні характеристики системи (такі як  $THDi$  і  $k_n$ ).

4. Визначено оптимальний відносний опір навантаження *ІЄП* по схемі  $\Gamma 1-LC$ , який забезпечує мінімум питомої потужності реактора *ІЄП*. Отримані результати дозволяють провести розрахунок елементів *ІЄП* з мінімізованими питомими потужностями реактивних елементів, а також отримати їх абсолютні значення.

5. Встановлено, що в якості джерела струму для однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром, краще використовувати *ІЄП*, що виконано за схемою  $\Gamma 1-LCL$ . В порівнянні з аналогічним випрямлячем з *ІЄП* за схемою  $\Gamma 1-LC$ , така структура має кращі показники електромагнітної сумісності ( $\cos \varphi = 0,95 \div 0,99$ ,  $THDi < 3\%$ ), менше значення потужності реакторів  $L1$  та  $L2$   $\hat{q}_{L\Sigma} = 1,51$  в.о. ( $\hat{q}_L = 1,97$  в.о. в  $\Gamma 1-LC$ ).

6. В порівнянні з іншими схемами *ІЄП* з мостовим випрямлячем, активним навантаженням та ємнісним фільтром, що розглядалися у цьому розділі, переваги схеми  $M1$  по питомим потужностям  $\hat{q}_{L\Sigma}$ ,  $\hat{q}_{C\Sigma}$  нівелюються в зв'язку із значно гіршим коефіцієнтом потужності схеми  $\cos \varphi = 0,748 \div 0,839$ , та абсолютно недопустимим значенням  $THDi > 40\%$ . Проте така система може використовуватися для живлення різних пристроїв з від'ємним диференціальним опором, а для забезпечення більш кращих параметрів якості електроенергії мають бути встановлені на вході такого *ІЄП* додаткові засоби фільтрації вхідного струму мережі живлення.

7. Встановлено, що одночасно забезпечують виконання функцій фільтрів та джерел струму при активному навантаженні випрямляча з ємнісним фільтром лише *ІЄП* за схемами  $\Gamma 1-LC$  і  $\Gamma 1-LCL$ .

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальну наукову задачу розвитку принципів побудови, вдосконалення структур та оптимізації елементів силових фільтрів, спрямованих на забезпечення електромагнітної сумісності однофазних мостових випрямлячів з активним навантаженням та ємнісним фільтром у системах обмеженої потужності.

Основні наукові та практичні результати полягають в наступному:

1. На основі проведеного аналізу існуючого стану досліджень питань покращення електромагнітної сумісності однофазних мостових випрямлячів з активним навантаженням та ємнісним фільтром у системах децентралізованого електропостачання обґрунтовано доцільність розвитку принципів побудови силових фільтрів для забезпечення електромагнітної сумісності таких випрямлячів з мережею живлення обмеженої потужності. Обрано базові структури пасивних та активних фільтрів гармонік струму для покращення показників електромагнітної сумісності. Для вирішення задач з пошуку оптимальних варіантів забезпечення електромагнітної сумісності мостового випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням у *СЕП* з обмеженою потужністю розроблено імітаційні моделі та експериментальні макети силових структур.

2. На основі теорії планування цілеспрямованих експериментів побудовано ортогональний план другого порядку, визначено функції цілі та фактори, що впливають на електромагнітні процеси в системі «мережа живлення – силовий фільтр – однофазний мостовий випрямляч – ємнісний фільтр – активне навантаження». Проведено ряд експериментів на потужності навантаження, меншої відносно номінальної (до  $10\text{ кВт}$ ), з представленням результатів у вигляді математичних моделей для всіх структур силових фільтрів, які було обрано для дослідження в даній роботі.

3. Методом ортогонального плану другого порядку встановлено, що

при потужності навантаження, меншої відносно номінальної (до  $10 \text{ кВт}$ ), зростання ємності фільтра на виході мостового випрямляча та опору навантаження призводить до зменшення  $THD_I$  (від  $19\%$  до  $8\%$ ) в АКФС, проте є значення ємності фільтра, при якому  $THD_I$  фактично не змінюється при зміні опору навантаження.

4. Методом ортогонального плану другого порядку встановлено залежність  $THD_I$  LMC-фільтра від зміни величин ємності фільтра та опору навантаження на потужностях, менших за номінальну, з якої видно, що рівень  $THD_I$  має значення в межах  $18 - 22\%$  при  $U_n=300\pm 10\% \text{ В}$ , тому для поліпшення рівня електромагнітної сумісності доцільно застосовувати такий фільтр як пасивний вузол в структурі гібридного фільтра.

5. Шляхом імітаційного моделювання встановлено, що введення в широкосмуговий LMC-фільтр додаткової обмотки, що включається узгоджено з основною, дозволяє позбутися комутаційного сплеску в струмі споживання випрямної установки і, таким чином, зменшити частоту модуляції АКФС, що працює разом із зазначеним LMC-фільтром у складі гібридного пристрою.

6. Проведено дослідження різних матеріалів осердь за питомими втратами в міді та в осердях, а також їх вартості. Проведено оптимізацію силового  $L$  та лінійного  $L1$  реакторів АКФС, внаслідок якої виявлено оптимальний варіант реактора  $L1$  з осердям з електротехнічної сталі  $E360A$  з товщиною стрічки  $0,08 \text{ мм}$ , яке має приблизно таку ж вартість, як феритове осердя, але меншу вагу. Наведено рекомендації для вибору варіантів реалізації силового реактора  $L$  АКФС.

7. Запропоновано алгоритм керування силовими ключами АКФС, використання якого дозволяє формувати сигнал, що визначає форму струму АКФС, який здійснюється шляхом вмикання пари силових ключів по діагоналі мостового перетворювача на інтервалі накопичення енергії та вмикання пари силових ключів нижньої групи на інтервалі віддачі, що дозволяє змен-

шити частоту імпульсної модуляції струму в силовому реакторі  $AK\Phi C$ , кількість керованих напівпровідникових елементів та втрати при їх комутації.

8. Шляхом імітаційного моделювання встановлено нові залежності величини номінального струму силового реактора активного коректора форми струму ( $AK\Phi C$ ), який функціонує у комплексі з лінійним реактором ( $Z_D^*$ ) на вході мостового випрямляча, від внутрішнього опору короткого замикання мережі живлення ( $Z_{K3}^*$ ) при заданому значенні  $THD_I < 3\%$ , у вигляді поверхонь  $I_{A\Phi}^* = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$  та  $THD_U = f(Z_{K3}^*, Z_D^*)$ , що дало змогу оптимізувати елементи коректора за показниками встановленої потужності за умови забезпечення заданого значення  $THD_U < 8\%$ .

9. На основі проведених досліджень описано основні фактори, що впливають на ціноутворення і оптимізацію реактивних та напівпровідникових елементів  $AK\Phi C$  та встановлено суттєвий вплив співвідношення між реактивностями короткого замикання мережі і лінійного реактора гібридного фільтра на його ефективність і вартість. Вперше встановлено оптимальні співвідношення вартості елементів структури на основі  $AK\Phi C$  та  $LMC$ -фільтра в залежності від заданої величини  $THD_I (< 3\%)$  та спектру споживаного з мережі струму на вході зазначеного фільтра, при цьому за рахунок введення пасивних елементів фільтра досягається зниження встановленої потужності активного коректора.

10. Вперше проведено параметричну оптимізацію пасивних фільтрів з властивостями джерела струму на основі  $ІЄП$  на вході мостового випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням шляхом визначення впливу такої системи на величини встановлених потужностей реактивних елементів. Встановлено, що одночасно забезпечують виконання функцій фільтрів гармонік струму та джерел струму при активному навантаженні випрямляча з ємнісним фільтром лише  $ІЄП$  за схемами  $\Gamma I-LC$  і  $T I-LCL$ , а за показниками сумісності та величинами встановлених потужностей реактивних елементів кращим визначено  $ІЄП$  за схемою  $T I-LCL$  ( $\cos \varphi = 0,95 \div 0,99$ ,  $THD_I < 3\%$ ,

$\hat{q}_{L\Sigma} = 1,51$  в.о.).

11. Результати, які отримано за допомогою імітаційних моделей, перевірено на відповідність з експериментальними даними та встановлено розбіжність менше 5%, що свідчить про їх адекватність та можливість використання для подальших досліджень при інших значеннях активного навантаження мостового випрямляча з ємнісним фільтром.

12. Результати роботи рекомендовано для подальшого впровадження на підприємствах електротехнічного профілю Міністерства промислової політики України.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Артеменко М.Ю. Потужність систем електроживлення та енергоефективність силових фільтрів: монографія. Київ: «Аверс», 2016. 216 с.
2. Архангельский Н.Л., Виноградов А.Б. Электропривод постоянного тока с импульсным преобразователем. Учебн. пособ. Иваново: Изд-во Иван. гос. энерг. ун-т., 1995. 92 с.
3. Бидеев Г.А. Анализ токопараметрических выпрямителей и разработка управляемых преобразователей с рекуперацией: автореф. дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук: спец. 05.09.12 «Электрические и полупроводниковые преобразователи энергии». Москва, 1982. 20 с.
4. Бидеев Г.А., Мендыбаев С.А., Обухов С.Г., Павлов Ф.В., Ухарский М.В. Система управления регулируемым реверсивным токопараметрическим вентильным преобразователем. *Всес. научно-техн. конф. Проблемы преобразовательной техники*. 1979. С. 190–193.
5. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод. М: Академия, 2004. 256 с.
6. Волков И.В., Чиженко А.И., Кабан В.П., Матвеев В.Ю. О методике оценки энергетических показателей последовательных LC-фильтров. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2013. Вип. 36. С. 75 - 81.
7. Волков И.В., Чиженко А.И. Вентильные источники реактивной мощности и регуляторы переменного напряжения. Кирик В.В., Халіков В.А. Комп'ютерні технології моделювання та дослідження електротехнічних систем. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2009. Вип. С 2-13., 1994. Ч. 1. 169 с.
8. Волков И. В., Акинин К. П., Исаков Г. В. Сравнительный анализ способов фильтрации токов, потребляемых выпрямительными установками. *Техническая электродинамика*. 1999. № 6. С. 23–27.

9. Волков И.В. Новая концепция построения силовых цепей частотно-регулируемых асинхронных электроприводов. *Техническая электродинамика*. 1999. № 4. С. 21–26.

10. Волков И.В., Вакуленко В.М. Источники электропитания лазеров. Киев: Техніка, 1976. 176 с.

11. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей. К.: Наук. думка, 1981. 173 с.

12. Волков И.В., Губаревич В.Н., Чиженко А.И., Спирин В.М. Зарядное устройство с совмещенным трансформатором-реактором индуктивно-емкостного преобразователя. *Технічна електродинаміка*. «Силовая электроника и энергоэффективность». 1998. Спец. вып. 2. С. 82–85.

13. Волков И.В., Маруня Ю.В. Однофазно-трехфазные фильтры гармоник тока. *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит*. 2013. Спец. вып. Т.1. №8 (114). С. 241-243.

14. Волков И.В., Стяжкин В.П., Подейко П.П. Подавление гармоник тока питания мощных однофазных нагрузок. *Техническая электродинамика*. 2019. № 5. С. 36–49.

15. Волков И.В., Чиженко А.И. Способ плавного регулирования реактивной мощности с коррекцией качества входного тока ТКРМ. *Электронное моделирование*. 2012. Т. 34. №2. С 77-84.

16. Волков И.В., Чиженко А.И., Курило И.А. Трехфазный вентильно-дроссельный преобразователь переменного напряжения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2010. Вип. 26. С 90 - 94.

17. Волков І. В., Стяжкін В.П., Подейко П.П. Топологія фільтрокомпенсуючих пристроїв для покращення спектра вхідного струму джерел живлення в електротермічних установках із виробництва базальтового супертонкого волокна. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 85–88.

18. Волков І.В., Подольний С.В. Розробка програмного комплексу для математичного моделювання і моніторингу спеціалізованих нелінійних електричних систем. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 38. С. 92-98.
19. Волков І.В., Губаревич В.М., Спірін В.М., Салко С.В. Регулювання вихідної напруги у випрямних установках з вхідними ЛМС-фільтрами. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2008. Вип. 19. С. 106–110.
20. Волков І.В., Подольний С.В., Маруня Ю.В. Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу. *Технічна електродинаміка*. 2020. №3. С.40–45.
21. Волошко А.В., Коцарь О.В. Устранение влияния неустойчивости частоты сети на точность определения качества электрической энергии. *Техническая электродинамика*. 1994. №4. С. 73 – 77.
22. Головка О.О., Стаценко О.В. Аналіз роботи активного випрямляча з релейним керуванням. *Вісник КНУТД*. 2014. № 5. С. 53–56.
23. Горбачев М.Н. Регулируемые источники тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей и управляемых вентилях: автореф. дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук: спец. 05.09.12 «Электрические и полупроводниковые преобразователи энергии». Киев. 1985. 19 с.
24. Губаревич В.М., Маруня Ю.В. Однофазный широкополосный ЛМС-фильтр на входе выпрямителя с емкостной нагрузкой. *Вестник НТУ "Харьковский политехнический институт"*. 2015. № 12 (1121). С. 398–401.
25. Губаревич В.М., Спирин В.М., Салко С.В. Однофазный управляемый выпрямитель с емкостным фильтром. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2013. Вип. 34. С. 51–56.
26. Губаревич В.М., Спірін В.М., Салко С.В., Гребенюк В.Г. Вхідний широкополосний ЛМС-фільтр для однофазної випрямної установки. *Технічна електродинаміка*. 2005. № 3. С. 42–43.

27. Губаревич В.Н., Спирин В.М., Кабан В.П. Алгоритм выбора схем индуктивно-емкостных преобразователей для источников питания электро-технологических установок. Стабилизированные источники питания для потребителей с переменной нагрузкой. К.: Наук. думка, 1984. С. 47–53.

28. Домнин И.Ф. Влияние параметров силового оборудования фильтрокомпенсирующего устройства на гармонический состав тока сети. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність" 2005. Ч. 1. С. 34–36.

29. Домнин И.Ф., Жемеров Г.Г., Сокол Е.И. Перспективы применения полупроводниковых компенсаторов реактивной мощности в сетях электроснабжения промышленных предприятий. *Технічна електродинаміка*. 2009. №2. 27-41

30. ДСТУ EN 61000-3-12:2014 Електромагнітна сумісність. Частина 3-12. Норми. Норми на силу струму гармонік, створені обладнанням із номінальним вхідним струмом силою понад 16 А та до 75 А включно на фазу, підключеним до низьковольтних електропостачальних систем загальної призначеності (EN 61000-3-12:2011, IDT)

31. ДСТУ EN 61000-3-2:2015 Електромагнітна сумісність. Частина 3-2. Норми на емісію гармонік струму (для сили вхідного струму обладнання не більше ніж 16 А на фазу). Держспоживстандарт України. 2015. 25 с.

32. Дьяконов В. MATLAB и Simulink в электроэнергетике. Москва: Горячая линия. Телеком, 2009. 816 с.

33. Жаркин А.Ф., Новский В.А., Палачев С.А. Нормативные и технические аспекты обеспечения стандартных характеристик напряжения в системах электроснабжения Украины. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2012. №52. С. 76-83.

34. Жаркин А.Ф., Палачев С.А. Определение условий подключения к сети низкого напряжения потребителей, имеющих нелинейные однофазные электроприемники. *Технічна електродинаміка*. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». 2010. Ч. 2. С. 26-31.

35. Жаркін А.Ф., Палачев С.А., Особенности расчета гармоник напряжения в сетях низкого напряжения Украины с нелинейной выпрямительной нагрузкой. *Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність*. 2016. Ч. 4. С. 117–122.

36. Жаркін А.Ф., Пазеев А.Г. Однофазні активні коректори коефіцієнта потужності для багатомодульних систем електроживлення. К.: ТОВ "Наш формат", 2014. 212с.

37. Жаркін А.Ф., Палачов С.О., Новський В.О. Нормативно-правове регулювання якості напруги в електричних мережах з джерелами розосередженої генерації. Київ: Наш формат, 2018. 160 с.

38. Жаркін А.Ф., Палачов С.О., Шкляр Т. Б. Аналіз ефективності застосування пасивних фільтрових коригувальних пристроїв в низьковольтних електричних мережах України. *Енергосбереження. Енергетика. Енергоаудит*. 2014. №9(128). С. 153–160.

39. Жежеленко И.В., Саенко Ю.А., Горпинич А.В. Некоторые вопросы электромагнитной совместимости в системах электроснабжения промышленных предприятий. *Промэлектро*. 2008. № 1. С. 30–35.

40. Жежеленко И.В., Шиманский О.Б. Электромагнитные помехи в системах электроснабжения промышленных предприятий. К.: Вища шк. 1986. 119 с.

41. Заявка на патент. 2007 01508 Україна. Трифазний фільтр гармонік струмів нульової послідовності автотрансформаторного типу. І.В. Пентегов, І.В. Волков, С.В. Римар, В.М. Безручко, Г.С. Кривенко, Б.Б. Ларченко (Україна (UA)), М.Левін (Канада (CA)); ЧДТУ (UA). № 13546: Заявл. 20.02.2006.

42. Зиновьев Г.С., Попов В.И. Новый подход к оценке электромагнитной совместимости вентиляльных преобразователей с питающей сетью и нагрузкой. *Электричество*. 2007. № 8. С. 29–34.

43. Ивоботенко Б.А., Ильинский И.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. М.: Энергия, 1975. 184 с.

44. Кабан В.П. Анализ Т-образных индуктивно-емкостных преобразователей CLL-структуры. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2011. Вип. 30. С. 103-107.

45. Кабан В.П. Сравнительный анализ Т-образных индуктивно-емкостных преобразователей CLL-структуры по установленной мощности реактивных элементов. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2012. Вип. 33. С. 87-91.

46. Кабан В.П., Матвеев В.Ю., Губаревич В.Н., Спиринов В. М. Расчет основных параметров индуктивно-емкостных преобразователей с учетом характера нагрузки. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2008. Вип. 21. С. 118–121.

47. Кабан В.П., Матвеев В.Ю., Губаревич В.Н., Спиринов В. М. Расчет схем Г-образных индуктивно-емкостных преобразователей CL-вида с учетом характера нагрузки. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2012. Вип. 33. С. 83–87.

48. Кабан В.П., Матвеев В.Ю., Губаревич В.Н., Спиринов В.М. Сравнительный анализ простейших схем индуктивно-емкостных преобразователей по установленной мощности реактивных элементов. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2009. Вип. 24. С. 94–99.

49. Капустин В.М., Лопухин А.А. Компьютеры и трехфазная электрическая сеть. *Современные технологии автоматизации*. 1997. №2. С.104-108.

50. Кипеев Ю.П., Морозов А.А., Рыбак А.П., Митяшина Т.И. Состояние и перспективы развития источников вторичного электропитания, обзоры по электронной технике. *Радиодетали и радиокомпоненты*. 1985. Вып. 5. 50 с.

51. Кирик В.В., Халіков В.А. Комп'ютерні технології моделювання та дослідження електротехнічних систем. Київ: ІЕД НАН України, АМУ МОН України, 2009. 216 с.

52. Кириленко О.В., Буткевич О.Ф. Наукові аспекти забезпечення надійної роботи ОЕС України в умовах реформування енергетики. *Технічна електродинаміка*. Тем.вип."Силова електроніка та енергоефективність". 2008. Ч. 2. С. 72–77.

53. Климов В.П., Москалев А.Д. Проблемы высших гармоник в современных системах электропитания. *Практическая силовая электроника*. Науч.-техн.сб. М.: АОЗТ «ММП-Ирбис», 2002. Вып.5.

54. Колб А.А. Объединение параллельных и последовательных активных фильтров и способы управления ими. *Збірник наукових праць Кіровоградського національного технічного університету*. 2012. №25. С. 187-191.

55. Комар В.Г. Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления. Москва-Ленинград: Государственное энергетическое издательство, 1952. 256 с.

56. Комаров М.С., Головки О.О., Булатов А.Ю., Подейко П.П. Енергозберігаючі технології в комп'ютерних класах та навчальних лабораторіях закладів освіти. *Вісник КНУТД*. 2013. № 6. С. 278–286.

57. Комаров М.С., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. Оптимізація електромагнітних вузлів реакторів з різними матеріалами осердь для активних коректорів форми струму. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. № 4(2). Спец. вип. Том 2. С. 71–74.

58. Комаров Н.С. Качество электроэнергии в низковольтных распределительных сетях и средства его повышения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. «Енергетика 2000». 2000. С. 69–85.

59. Кондратьев Д.Е., Обухов С.Г. Управление трёхфазным активным выпрямителем при искажениях напряжений сети. *Електричество*. 2007. №6. С. 21–32.

60. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: Наука, 1978. 720с.

61. Коробкин Р.С., Кувшинов Г.Е. Применение индуктивно-емкостных преобразователей в качестве источника питания плазмотрона. *Вологдинские чтения. Владивосток: Дальневосточный федеральный университет.* 2004. № 44-2. С. 22-23

62. Коробкин Р.С., Кувшинов Г.Е., Миханошин В.В. Однофазные индуктивно-емкостные преобразователи как источник тока плазмотрона. *Вологдинские чтения. Владивосток: Дальневосточный федеральный университет.* 2005. № 53. С. 50-52.

63. Коротынский А.Е., Махлин Н.М., Полосков С.И. Использование индуктивно-емкостных преобразователей в многопостовых сварочных системах. *Тяжелое машиностроение.* 2009. № 7. С. 31-34.

64. Кузнецов А. Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания. *Схемотехника.* 2000. №1. С.30–33.

65. Кулинич Ю.А., Духовников В.К. Активный компенсатор реактивной мощности как средство улучшения качества потребляемой энергии. *Наука и транспорт.* 2010. №3(28). С. 38-40.

66. Кучеренко Д.В., Сафронов П.С. Паралельный активный фильтр высших гармоник тока. *Вісник НТУ «ХПИ».* Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. 2013. №18(991). С. 41-46.

67. Маруня Ю.В. Моделювання індуктивно-ємнісного перетворювача з однофазним мостовим випрямлячем, активним навантаженням та ємнісним фільтром. *Зб. тез XXXVIII науково-технічної конференції молодих вчених та спеціалістів Інституту проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України, м. Київ, 15 травня 2020 р. ІПМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України.* 2020. С. 48-51.

68. Маруня Ю.В. Однофазний гібридний фільтр на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України.* 2020. Вип. 55. С. 11-15.

69. Матханов Х.Н. Основы анализа электрических цепей. Линейные цепи.: Учеб. для электротехн. и радиотехн. спец. 3-е изд. переработ. и доп. М.: Высш. шк. 1990. 400 с.

70. Мендыбаев С.А. Разработка токопараметрических преобразователей с широтным регулированием и улучшенными показателями: автореф. дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук: спец. 05.09.12 «Электрические и полупроводниковые преобразователи энергии». Москва. 1986. 24 с.

71. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. К: Наукова думка, 1974. 216 с.

72. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході і виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.

73. Налимов В.В., Чернова И.А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М.: Наука, 1965. 340 с.

74. Пентегов И.В., Волков И.В., Levin M. Устройства подавления высших гармоник тока. *Технічна електродинаміка*: Тем. випуск. Проблеми сучасної електротехніки. 2002. Ч.1. С. 13–22.

75. Пинчук С. И. Организация эксперимента при моделировании и оптимизации технических систем. Днепропетровск: Дива, 2008. 248 с.

76. Попков О.З., Чаплыгин Е.Е. Расчет выпрямителей с емкостным фильтром. *Практическая силовая электроника*. 2007. № 1. С. 15–19.

77. Размадзе Ш.М. Преобразовательные схемы и системы. М.: Высшая школа, 1967. 527 с.

78. Резников С., Бочаров В., Коняхин С., Гуренков Н. Моделирование индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) с выпрямительно-емкостной нагрузкой. *Силовая электроника*. 2010. № 3.

79. Саратовский Р.Н. Источник неизменного тока для питания установок индукционного нагрева. *Технічна електродинаміка*. 2009. №4. С. 12-15.

80. Семененко Ю.О. Комбінований активний фільтр послідовного типу з імпульсною системою керування при формуванні зворотного зв'язку струмом навантаження. *Вестник НТУ" Харьковський інститут"*. 2015. № 12 (1121). С. 420–421.

81. Спирин В.М. Влияние коммутационного сопротивления выпрямителя на устойчивость горения электрической дуги технологического микроплазмотрона. *Технічна електродинаміка*. 2013. №2. С. 43–49.

82. Спирин В.М., Курач А.М. Определение коэффициентов преобразования выпрямителя, питающегося от источника стабилизированного тока при зарядке емкостного накопителя. Методы и технологические средства стабилизации тока. К.: Наук. думка. 1980. С. 37–45.

83. Спирин В.М., Курач А.М., Вильский Г.Б. Энергетические характеристики зарядных устройств с индуктивно-емкостным преобразователем источника напряжения в источник тока. Оптимизация устройств энергетической электроники. К.: Наук. думка, 1982. С. 30–32.

84. Спирин В.М. Системи живлення для електродугових пристроїв з від'ємним диференціальним опором: автореф. дис. докт. техн. наук: 05.09.03. Інститут електродинаміки НАН України. Київ. 2013. 35 с.

85. Спирин В.М., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. Оптимізація елементів активного коректора форми струму у складі гібридного фільтру алгоритмами переключення транзисторів інвертора. *Технічна електродинаміка*. 2020. №6. С.21–24.

86. Спирин В.М., Губаревич В.М., Гребенюк В.Г., Салко С.В., Маруня Ю.В. Дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 43. С. 96–101.

87. Спирин В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В. Якісні характеристики однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром при живленні від джерела струму. *Технічна електродинаміка*. 2020. №2. С.23–27.

88. Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. Визначення коефіцієнтів перетворення мостового однофазного випрямляча з живленням від індуктивно-ємнісного перетворювача та паралельним активно-ємнісним навантаженням. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 43–48.

89. Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. Оптимізація індуктивно-ємнісного перетворювача з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 25–29.

90. Спірін В.М., Губаревич В.М., Салко С.В., Маруня Ю.В. Покращення електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 50. С. 83–87.

91. Спірін В.М., Кабан В.П., Губаревич В.Н., Матвеев В.Ю., Маруня Ю.В. Сравнительный анализ Г-образных индуктивно-емкостных преобразователей СL-вида по установленной мощности реактивных элементов. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2015. Вип.42. С. 101-104.

92. Стаценко О.В. Аналіз роботи паралельного активного коректора струму з релейним керуванням. *Вісник КНУТД*. 2015. №5(90). С. 113-117.

93. Строгалева В.П., Толкачева И.О. Имитационное моделирование. *Труды МГТУ им. Баумана*. 2008. С. 697-737.

94. Худяков В.В., Чванов В.А. Управляемый статический источник реактивной мощности. *Электричество*. 1969. № 1. С. 29–35.

95. Чаплыгин Е.Е. Активный фильтр с индуктивным накопителем для компенсации неактивной мощности выпрямителей с емкостным фильтром. *Электротехника*. 2017. №1. С. 22-27.

96. Черкашин Ю.С. Расчет дросселей с магнитопроводом при произвольной форме тока. *Силовая электроника*. 2008. №3. С.20–25.

97. Чехет Э.М., Соболев В.Н., Михальский В.М., Шаповал И.А., Полищук С.И. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода. *Вестник НТУ "ХПИ". Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика.* 2005. № 45. С. 32–37.

98. Шидловский А.К. Козлов Ю.В., Комаров Н.С., Мартыненко Г.А. Универсальный статический преобразователь с улучшенной электромагнитной совместимостью. Препринт АН УССР. Ин-т электродинамики. Киев, № 664. 1990. 46 с.

99. Шидловский А.К., Волков А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. К.: Наук. думка, 1993. 272 с.

100. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии в электрических сетях. К.: Наук.думка, 1985. 268 с.

101. Шидловский А.К., Новский В.А., Каплычный Н.Н. Стабилизация параметров электрической энергии в распределительных сетях. К.: Наук.думка, 1989. 312 с.

102. Шри Карв. Активные фильтры гармоник. *Специализированный журнал "Энергосбережение"*. 2004. №4. с. 74-79.

103. Юдин Ю.В., Майсурадзе М.В., Водолазский Ф.В. Организация и математическое планирование эксперимента. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2018. 124 с.

104. Akagi H., Watanabe E., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning / Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. 454 p.

105. B. K. Bose. ModernPowerElectronicsand AC Drives. PrenticeHall PTR, 2002. 711 p.

106. B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 46 (5). 1999. 960–971 p.

107. Bou-rabee, M., Chang, C.S., Sutanto, D., and Tam, K.S. Passive and active harmonic filters for industrial power systems. *Proceedings of IEEE TENCON*. 1991, P. 222–226.
108. C. S. Lam, M.C. Wong. Design and Control of Hybrid Active Power Filters. Springer. 2014. 217 p.
109. D.Hart, D. Uy, D.Novosel, S.Kunsman, C.Laplace, M.Tellarini Improving power quality. *ABB Review*. 2000. Vol. 4. №1. P. 12 – 19.
110. Dady Li, Qiaofu Chen, Zhengchun Lia, Jianxing Ke. A novel active power filter with fundamental magnetic flux compensation. *IEEE Trans on Power Delivery*. 2004. №2. P. 799-804.
111. Dasha P.K., Shazia Hasana, Panigrahib B.K. A hybrid unscented filtering and particle swarm optimization technique for harmonic analysis of nonstationary signals. *India Institute of Technology*. 2009. P. 79-83.
112. E.C. dos Santos, C.B. Jacobina, J.A.A. Dias, N. Rocha, Single-phase tothree-phase universal active power filter. *IEEE Trans. Power Deliv.* 26 (3) (2011). P. 1361–1371.
113. Eswaran Chandra Sekaran, Ponna Nadar Anbalagan, Chellian Palanisamy. Analysis and simulation of a new shunt power filter using cascaded multilevel inverter. *Journal of Electrical Engineering*. 2007. v.58, №5. P. 241–249.
114. Fujita H., Akagi H. (1991) A practical approach to harmonic compensation in power systems – series connection of passive and active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 27(6). P. 1020–1025.
115. Gonen, T. Electric power distribution system engineering. Second Edition. CRC Press. 2007. 856 p.
116. H. Fujita and H. Akagi. A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems: Series Connection of Passive and Active Filters. *Conference Record IEEE-IAS Annual Meeting*. 1990. P. 1107–1112.

117. Hrisheeksha P., Sharma J. Evolutionary algorithm based optimal control in distribution system with dispersed generation. *International Journal of Computer Applications*. 2010. No. 14. P. 31-37.
118. IEC 61000-3-12:2011. Electromagnetic compatibility. Part 3-2: Limits. Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current  $>16\text{A}$  and  $\leq 75\text{A}$  per phase.
119. K. Tran, M. Vaziri. Effects of dispersed generation (DG) on distribution systems. *Proc. of IEEE Power Engineering Society General Meeting*. 2005. vol.3. P. 2173-2178.
120. Kawahira Y., Nakamura S., Nomura M. Active power filter. *Int. Power Elektron. Conf.* Tokyo. 1983. P. 981-992.
121. Lam C.S., Wong M.C. Design and Control of Hybrid Active Power Filters. Springer. 2014. 217 p.
122. Levin M., Volkov I. Patent US 6, 127, 723. Universal harmonic mitigating system. 3.10.2000.
123. Levin M., I. Volkov. Patent Application Publication US 2006.0197385 A1. Harmonic Mitigating Device with magnetic shunt . 07.09.2006.
124. Muhammad H. Rashid. Power Electronics Handbook. Fourth Edition. 2018. 1496 p.
125. Muhammad H. Rashid. Power Electronics Handbook. N.Y:Academic Press. 2001. 876 p.
126. N. Mohan, T. Undeland. W. P. Robbins. Power Electronics—Converters, Applications and Design. John Wiley & Sons Inc. 2003.802 p.
127. Paice D.A. Power Electronic Converter Harmonics, multipulse methods for clean power. NY: IEEE PRESS, 1995. 202 p.
128. Peng, F.Z., Akagi, H., Nabae A. A new approach to harmonic compensation in power systems – a combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 26(6). P. 983–990.

129. Pepermans G. Distributed generation: definition, benefits and issues / G. Pepermans, J. Driesen, D. Haeseldonckx, R. Belmans, W. D'haeseleer // *Energy Policy*. 2005. No. 33. P.787-798.
130. Pham V.J., Wong K.P., Watson N., Arvilaga J. Sub-harmonic state estimation in power systems. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*. 2000. Vol. 2. P.1168 – 1173.
131. Rastogi, M., Mohan, N., and Edris, A.A. Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 10(4). P. 1994–2000.
132. Riberio P. Wavelet transform: An Advances Tool for Analyzing non stationary harmonic distortion in Power Systems. *Proceeding IEEE International Conference on Harmonic in Power Systems*. 1994. P. 365 – 369.
133. S. Bhattacharya, P. T. Cheng, D. M. Divan. Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 33. no. 3. 1997. P. 732–747.
134. Sarabia A.F. Impact of distributed generation on distribution system. Department of Energy Technology, Aalborg, Denmark. 106 p.
135. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality: Problems and Mitigation Techniques. 2015. 596 p.
136. [Электронный ресурс] <https://en.elhand.pl>.
137. [Электронный ресурс] [https://www.danfoss.com/en/products/ac-drives/?sort=default\\_sort](https://www.danfoss.com/en/products/ac-drives/?sort=default_sort).
138. [Электронный ресурс] [http://www.esto.pro/comsys\\_adf](http://www.esto.pro/comsys_adf).
139. [Электронный ресурс] <https://www.hitachiabb-powergrids.com>.

## ДОДАТОК А

### СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Визначення коефіцієнтів перетворення струмопараметричного мостового однофазного випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С.43-48. (Особистий внесок – розрахунок коефіцієнтів перетворення струмопараметричного мостового однофазного випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням).

2. Оптимізація індуктивно-ємнісного перетворювача з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням за питомими потужностями електромагнітних елементів/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Технічна електродинаміка*. 2019. №6. С.25–29. (Особистий внесок – розрахунок питомих потужностей електромагнітних елементів ІЄП за схемою Г1-ЛС з мостовим однофазним випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням).

3. Якісні характеристики однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром при живленні від джерела струму/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В. *Технічна електродинаміка*. 2020. №2. С.23–27. (Особистий внесок – розрахунок питомих потужностей електромагнітних елементів ІЄП за схемою Т1-ЛСL, проведення експерименту на макеті).

4. Волков І.В., Подольний С.В., Маруня Ю.В. Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу. *Технічна електродинаміка*. 2020. №3. С.40–45.(Особистий внесок – імітаційне дослідження пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму).

5. Сравнительный анализ Г-образных индуктивно-емкостных преобразователей СL-вида по установленной мощности реактивных элементов/

Спірін В.М., Кабан В.П., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В. Матвеев В.Ю. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2015. Вип.42. С. 101-104. (Особистий внесок – проведення порівняльного аналізу Г-подібних індуктивно-ємнісних перетворювачів СL-виду за встановленою потужністю реактивних елементів).

6. Дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження/ Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип.43. С. 96-101. (Особистий внесок – імітаційне дослідження роботи активного коректора форми струму при малій потужності навантаження, експериментальне дослідження на макеті).

7. Дослідження роботи пасивного LMC-фільтра при малій потужності навантаження/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С.В., Гребенюк В.Г. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 46. С. 81-84.(Особистий внесок – імітаційне дослідження роботи пасивного LMC-фільтра при малій потужності навантаження, експериментальне дослідження на макеті).

8. Покращення електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням/ Спірін В.М., Губаревич В.Н., Маруня Ю.В., Салко С. В. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип.50. С. 83-87. (Особистий внесок – імітаційне дослідження ІЄП по схемі Г1-LC з мостовим випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням, експериментальне дослідження на макеті імітаційне дослідження ІЄП по схемі Г1-LC з мостовим випрямлячем, ємнісним фільтром та активним навантаженням, експериментальне дослідження на макеті).

9. *Маруня Ю.В.* Однофазний гібридний фільтр на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. Вип. 55. С. 11-15.

**Продовж. дод. А**  
**Апробація результатів дисертації**

Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-технічних конференціях:

1. Оптимізація елементів активного коректора форми струму у складі гібридного фільтру алгоритмами переключення транзисторів інвертора/ Спірін В.М., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. *Технічна електродинаміка*. 2020. №6. С.21–24. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми сучасної електротехніки», м.Київ, 2020 р. (форма участі – усна доповідь та стаття).

2. Оптимізація електромагнітних вузлів –реакторів з різними матеріалами осердь для активних коректорів форми струму/ Спірін В.М., Комаров М.С., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. №4. С.71-74. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка і енергоефективність», м. Одеса, 2016 р.( форма участі – усна доповідь та стаття).

3. Губаревич В.Н., Маруня Ю.В. Однофазный широкополосный LMC-фильтр на входе выпрямителя с емкостной нагрузкой. *Вісник НТУ "Харківський політехнічний інститут"*. 2015. Вип. 12 (1121). С. 398-401. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Силовая електроніка і енергоефективність», м. Харків, 2015 р. (форма участі – усна доповідь та стаття).

4. Волков И.В., Маруня Ю.В. Однофазно-трехфазные фильтры гармоник тока. *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит*. 2013. №8 (114). С. 241-243. /за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції «Силовая електроніка і енергоефективність», м. Алушта, 2013 р. (форма участі – усна доповідь та стаття).

5. Маруня Ю.В. Моделирование индуктивно-емного перетворювача з однофазним мостовим випрямлячем, активним навантаженням та ємнісним фільтром. *Зб. тез XXXVIII науково-технічної конференції молодих вчених та спеціалістів Інституту проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України*, м. Київ, 15 травня 2020 р. / ІПМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України. 2020. С. 48-51. (форма участі – публікація тез).

## ДОДАТОК Б

### АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ


 ЗАТВЕРДЖУЮ  
 Директор ТОВ "ІВІГ" Техносервіспривід"  
 С.Й. Поліщук  
 «02» вересня 2019 р.

#### АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи Маруні Юлії  
 Василівни «Розробка та дослідження силових гібридних фільтрів для систем  
 децентралізованого електропостачання»

Даним актом підтверджується, що принципи побудови гібридних фільтрів та рекомендації для раціонального вибору та розрахунків структур силових фільтрів при живленні від мережі обмеженої потужності, які розроблено провідним інженером відділу №1 Інституту електродинаміки НАН України Марунею Юлією Василівною в рамках виконання її кандидатської дисертації, використано в системах підвищення якості електричної енергії для ряду об'єктів водопостачання, які містять у своєму складі насоси з частотно-регульованими електроприводами, що дало змогу забезпечити необхідний рівень електромагнітної сумісності за умови мінімальних вартості та встановленої потужності обладнання.

Розроблені автором математичні моделі електромагнітних процесів джерел струму та напруги, а також науково-практичні результати виконаних досліджень, використовуються при впровадженні та експлуатації частотно-регульованих електроприводів на об'єктах комунального господарства з метою забезпечення електромагнітної сумісності в системах децентралізованого електропостачання.

Головний інженер



Гладських А.О.

КОПІЮ ЗАСВІДЧУЮ.  
ВЧЕНИЙ СЕКРЕТАР СВР



Ю. М. ГОРНСЛАВЕЦЬ

Товариство з обмеженою відповідальністю «Науково-технічна фірма «ТЕМС»



м. Київ, пр. Перемоги, 56  
тел./факс: ( 044 ) 456-42-48;  
[www.tems.com.ua](http://www.tems.com.ua)  
e-mail: [tems@ukr.net](mailto:tems@ukr.net)

Вих. № 03/21 від 28.01.2021 р.

**Акт**  
**про використання результатів дисертаційної роботи Маруні Юлії Василівни**  
**«Розробка та дослідження силових гібридних фільтрів для систем**  
**децентралізованого електропостачання»**

У науково-технічній фірмі «ТЕМС» визначено як перспективні до впровадження наступні результати наукових досліджень дисертаційної роботи Маруні Юлії Василівни, що виконані в Інституті електродинаміки Національної академії наук:

- принципи побудови гібридних фільтрів для споживачів електроенергії у вигляді випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням на виході при живленні від мережі обмеженої потужності, що дає змогу забезпечити заданий рівень електромагнітної сумісності за умови мінімальних вартості та встановленої потужності електрообладнання.

- рекомендації з раціонального вибору та розрахунків структур силових фільтрів для підвищення електромагнітної сумісності нелінійних навантажень.

Використання даних результатів наукових досліджень дає змогу підвищити надійність експлуатації та модернізації діючого електрообладнання.

Даний акт підтверджує використання результатів дисертаційної роботи Маруні Ю.В. в частині забезпечення якості споживаної електроенергії.

Зам. директора ТОВ «НТФ «ТЕМС»



Герасименко О.І.

КОПІЮ ЗАСВІДЧУЮ.  
ВЧЕНИЙ СЕКРЕТАР СВР



Ю.М.ГОРИСЛАВЕЦЬ