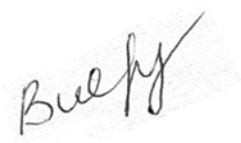


**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**



ВЕРБИЦЬКИЙ ЄВГЕН ВОЛОДИМИРОВИЧ

УДК 621.314.58

**СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ ТА СИНТЕЗ ЗАКОНІВ
КЕРУВАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ У
БАЗИСІ РЯДУ ФУР'Є ДЕКІЛЬКОХ ЗМІННИХ**

Спеціальність 05.09.12 - напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Київ – 2021

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі електронних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України.

Науковий консультант: доктор технічних наук, професор
Жуйков Валерій Якович,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря
Сікорського», декан факультету електроніки.

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Павлов Геннадій Вікторович,
Національний університет кораблебудування імені
адмірала Макарова, директор Інституту автоматики
та електротехніки;

доктор технічних наук, професор
Денисов Юрій Олександрович,
Національний університет «Чернігівська
політехніка», завідувач кафедри електроніки,
автоматики, робототехніки та мехатроніки;

доктор технічних наук, старший науковий співробітник
Новський Володимир Олександрович,
Інститут електродинаміки НАН України,
провідний науковий співробітник відділу стабілізації
параметрів електромагнітної енергії № 2.

Захист відбудеться «6» квітня 2021 р. о 14³⁰ годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.19 в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, вул. Політехнічна, 16, корп. 12, ауд. 412.

З дисертацією можна ознайомитися у Науково-технічній бібліотеці ім. Г.І. Денисенка Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, проспект Перемоги, 37.

Автореферат розісланий «3» березня 2021 р.

Учений секретар
спеціалізованої вченої ради



В.Б. Швайченко

Актуальність теми. Ефективні технології виробництва, транспортування і перетворення електричної форми енергії зумовлюють значний обсяг її споживання у порівнянні з іншими видами енергії, які виробляє людство.

Постійно зростаючий попит на електричну енергію з одного боку обумовлює необхідність вдосконалення технологій генерування, розподілення, транспортування і перетворення параметрів електроенергії з метою зменшення втрат, покращення електромагнітної сумісності та параметрів якості електроенергії. З іншого – ускладнює цей процес, через збільшення типів навантажень та посилення вимог щодо параметрів якості електроенергії. Тому подальший розвиток систем перетворення параметрів електричної енергії можливий за умови створення нових топологій перетворювальних систем та методів їх керування, що покращують режими їх роботи.

Основною метою розробки перетворювачів електричної енергії є покращення значень параметрів якості електроенергії та підвищення ефективності їх перетворення, що передбачає вирішення комплексних задач, серед яких доцільно виділити задачі синтезу структури перетворювачів електроенергії та законів їх керування, які мінімізують втрати та спотворення параметрів електричної енергії. Одним з ключових напрямків теорії керування є використання спеціалізованих та адаптивних законів модуляції, що дозволяють забезпечити необхідні значення параметрів якості електроенергії при мінімальних динамічних втратах на основі інформації про спектральний склад напруг і струмів системи.

Значний внесок у розвиток пристроїв перетворювальної техніки та методів керування зроблено кращими вітчизняними та закордонними науковцями, такими як: В.С. Руденко, І.В. Волков, М.М. Юрченко, О.І. Денисов, Є.І. Сокол, В.М. Михальський, В.М. Тонкаль, В.Я. Жуйков, І.Є. Коротеєв, Ю.С. Ямненко, І.В. Жежеленко, Ю.Л. Саєнко, Д.С. Осіпов, А.І. Солодовнік, Т. Lipo, D. Holmes, F. Vasca та інші.

Як правило, достатньо виділити сумарну складову спотворень струму або напруги і в подальшому використовувати її для покращення значень параметрів якості електроенергії. Однак все частіше виникає необхідність контролювати значення окремих гармонік або їх груп та враховувати інтергармонічні спотворення напруги мережі, викликані неперіодичними процесами в мережі.

Базові можливості для вирішення цих задач має ряд Фур'є двох змінних, однак через ряд обмежень, серед яких можна виділити: розрахунок спектра модульованих сигналів лише з постійною частотою носійної функції; відсутність методик розрахунку інтегральних показників якості; складність розрахунку спектра сигналу інтергармонічних складових після фільтра, спектральний аналіз в просторі двох змінних не використовують на практиці.

У роботі вирішена науково-прикладна проблема інтергармонічного аналізу процесів і синтезу законів керування імпульсними перетворювачами в базисі рядів Фур'є декількох змінних, що дозволяє забезпечити гнучке та адаптивне керування за значенням заданих інтегральних показників якості та виявляти і враховувати інтергармонічні складові напруг та струмів.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися на кафедрі електронних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за темами, які фінансувалися Міністерством освіти і науки України: «Підвищення показників енергоефективності та ресурсозбереження засобами силової електроніки для технології отримання високонадійних зварюваних з'єднань різнорідних матеріалів» (№ ДР 00116U006924, 2016 – 2018 рр.), «Система енергозабезпечення високочастотних вентильно-індукторних двигунів дрона з багатокомірковими перетворювачами і просторово-часовою модуляцією» (№ ДР 0120U102131, 2020 – 2021 рр.), в рамках виконання грантової тематики: «Поліпшення характеристик і функціональних можливостей систем діагностування промислового обладнання на базі MEMS-давачів» (договір Ф83/106-2018, 2018 р., замовник Державний фонд фундаментальних досліджень) та на основі ініціативних досліджень «Розробка програмного забезпечення для багатомодуляційних перетворювачів параметрів електроенергії» (№ ДР 0113U007390, 2013 – 2016 рр.).

При виконанні науково-дослідних робіт автор розробив нові підходи до опису модульованих сигналів на основі рядів Фур'є декількох змінних, та синтезував закони керування на основі значень параметрів якості електроенергії.

Мета та задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є вирішення науково-технічної проблеми підвищення ефективності аналізу та керування напівпровідниковими перетворювачами на основі побудови теорії спектрального аналізу та синтезу законів керування базованих на теорії ряду Фур'є декількох змінних.

Поставлена мета досягається вирішенням таких задач:

1. Розвиток теорії використання рядів Фур'є декількох змінних для опису модульованих сигналів та врахування інтергармонічних спотворень.
2. Розробка методу сумісного використання рядів однієї змінної з багатовимірними рядами, зокрема для розрахунку спектра модульованих сигналів після фільтра.
3. Розширення принципу розрахунку спектральних характеристик модульованих сигналів на сигнали зі змінною частотою носійної функції.
4. Розробка метода розрахунку інтегральних показників якості електроенергії у згорнутій аналітичній формі.
5. Застосування розроблених підходів для аналізу ефективності топологій і принципів керування напівпровідниковими перетворювачами електроенергії при вирішенні багатопараметричних задач керування, однією з яких є покращення параметрів якості електроенергії.

Об'єктом дослідження є процес формування та обробки модульованих сигналів у просторі узагальненого ряду Фур'є декількох змінних.

Предметом дослідження є методи формування модульованих сигналів у просторі узагальненого ряду Фур'є декількох змінних та регулювання на їх основі параметрів якості електроенергії.

Методи дослідження мають комплексний характер складаються з теоретичної та експериментальної складових. У теоретичних дослідженнях використано математичні основи теорії електричних кіл для аналізу перехідних і усталених режимів у перетворювачах електроенергії, методи спектрального аналізу для розрахунку спектру струмів і напруг та їх інтегральних показників якості, закони формування модульованих сигналів та принципи побудови систем керування для забезпечення необхідних режимів роботи перетворювачів. Експериментальні дослідження виконувались на макетних зразках та з використанням комп'ютерних моделей у середовищі MatLab Simulink.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Розроблена теорія розрахунку спектральних складових струмів та напруг перетворювачів та інтегральних показників якості на основі узагальненого ряду Фур'є декількох змінних, що дозволяє аналізувати спектр напруг і струмів, що є функціями декількох параметрів у згорнутій аналітичній формі.

2. Вперше запропоновано метод розрахунку інтергармонічних складових на основі рядів Фур'є декількох змінних, що має складність розрахунку спектра порядку $O(N)$ на рівні з найшвидшим алгоритмом на основі вейвлет перетворення, однак на відміну від останнього дозволяє розраховувати значення окремих гармонік зі складністю $O(N^{1/M})$ та параметрів якості електроенергії – $O(1)$, що є набагато швидше існуючих аналогів та дозволяє використовувати розроблений метод у контурах системи керування для покращення параметрів якості електроенергії у реальному масштабі часу.

3. Вперше розроблено метод розрахунку спектра модульованих сигналів зі змінною частотою носійної функції з використанням штучного перетворення змінної часу, після якого частота носійної функції є постійною, що дозволяє використовувати узагальнений ряд Фур'є декількох змінних.

4. Вперше розроблено метод зменшення інтергармонічних складових у трифазному інверторі регульованого електропривода, що дозволяє знизити їх рівень на порядок та зменшити коефіцієнт нелінійних інтергармонічних спотворень з 4.6 % до 2.9 %.

5. Вперше запропоновано сумісне використання ряду Фур'є однієї змінної і ряду Фур'є декількох змінних для розрахунку спектра з врахуванням фільтруючих властивостей навантаження, що дозволяє покращити ефективність його розрахунку.

Практичне значення одержаних результатів:

Отримані результати є науковою базою для створення ефективних систем керування напівпровідниковими перетворювачами, що виконують функцію забезпечення необхідних значень параметрів якості електроенергії. Практичне значення результатів:

1. Розроблено та реалізовано методику керування однофазним інвертором напруги з вихідною синусоїдальною напругою, що забезпечує стабільне значення коефіцієнта гармонік при мінімальній кратності модуляції напруги та зменшує динамічні втрати при максимальному навантаженні мінімум на порядок.

2. Розроблено та реалізовано систему керування з вдосконаленим методом частотно-імпульсної модуляції, що забезпечує зменшення габаритів магнітних елементів інвертора до 60 % у порівнянні з типовими методами формування синусоїдальної напруги на основі широтно-імпульсної модуляції.

3. Розроблено алгоритм та програмну реалізацію методики аналізу інтергармонік та їх інтегральний вплив на намагнічування магнітних елементів і погіршення значення параметрів якості електроенергії.

4. Методика, що розроблена для розрахунку кількості комірок модульного перетворювача, використана для проектування та виготовлення зарядного пристрою з коефіцієнтом потужності, що перевищує 0.99, в рамках проекту «Research and Development of Electrical, Information and Material Technologies for Low Speed Rehabilitation Vehicles for Disabled People» (Дослідження і розробка електричних, інформаційних технологій та технологій матеріалів для низькошвидкісних реабілітаційних транспортних засобів для людей з обмеженими можливостями).

Подані в дисертації результати відображені в публікаціях автора в повному обсязі, впроваджені і використовуються при проектуванні перетворювачів електричної енергії для регулювання параметрів якості електроенергії, теоретичному та експериментальному визначенні можливості появи інтергармонічних складових у мережах змінного струму при під'єднанні різнотипних навантажень.

Результати роботи знайшли практичне використання та впровадження в таких розробках. Акт впровадження результатів роботи у міжнародний проект «Research and Development of Electrical, Information and Material Technologies for Low Speed Rehabilitation Vehicles for Disabled People ERDF LV 1.1.1.1/16/A/147». Результати роботи використовуються для врахування інтергармонік при оцінці параметрів якості електроенергії – у ТОВ «Плодоовоч» та Таллінському технічному університеті, Естонія; для створення методик і рекомендацій щодо покращення параметрів якості та ощадливого використання електроенергії громадською організацією «Асоціація науковців України». Також результати досліджень викладаються в рамках лекцій та лабораторних робіт навчальних курсів «Теорія інформації та обробка сигналів», «Пристрої перетворювальної техніки», «Системи електроживлення електронної апаратури» при підготовці фахівців за спеціальністю 171 «Електроніка» в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інституті імені Ігоря Сікорського».

Особистий внесок автора. Дисертаційна робота є узагальненням результатів автора із застосування рядів Фур'є для підвищення ефективності керування напівпровідниковими перетворювачами при забезпеченні необхідних параметрів якості електроенергії та врахуванням інтергармонічних складових. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, здобувачу належать: у роботах [1-3], [9, 10, 25, 27, 28] автором розроблено спеціалізовані способи модуляції перетворювачми електричної енергії, що дозволяють під'єднувати паралельно декілька різнотипних джерел енергії та формувати в навантаженні або системі

електроживлення струм із задовільними показниками електричної енергії; в [4], [11-13], [26] – розроблено наукові засади компенсації реактивної потужності у перехідних режимах та оцінено покращення параметрів якості електроенергії від його впровадження; в [6-8], [29, 35] – запропоновано покращення параметрів якості електроенергії за допомогою модульних перетворювачів з чергуванням фаз та оцінено ефект від їх використання; в [15, 18, 19] – проаналізовано методи підвищення параметрів якості електроенергії при застосуванні спеціалізованих законів модуляції на основі узагальненого ряду Фур’є декількох змінних.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на міжнародних науково-технічних конференціях: Проблеми сучасної електротехніки (2014, 2016, 2018, Київ), «IEEE International Conference on Electronics and Nanotechnology», ELNANO (2016, 2020, Kyiv, Ukraine), «International Conference on Intelligent Energy and Power Systems», IEPS (2014, 2016, Kyiv, Ukraine), «IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering», UKRCON (2017, Kyiv, Ukraine), IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (2015, Riga, Latvia), IEEE Conference Electric Power Networks (EPNet) (2016, Szklarska Poreba, Poland), IEEE International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON) (2017, Riga, Latvia), Міжнародна науково-технічна конференція “Smart-технології в енергетиці та електроніці” (2020, Лазурне, Україна).

Публікації. Основні положення дисертації опубліковано у 35 наукових працях, у тому числі 1 монографії, 23 статтях у наукових фахових виданнях (з них 3 статті у виданнях іноземних держав, 4 у виданнях України, які включені до міжнародних наукометричних баз, 8 статей без співавторів), 2 патентах на винахід, 9 тезах доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається із змісту, вступу, 6 розділів, висновків, списку використаної літератури із 248 найменувань та 5 додатків. Загальний обсяг роботи становить 330 сторінок, у тому числі 223 сторінки основного тексту, 79 рисунків та 12 таблиць.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовано актуальність роботи, визначено мету дисертації та задачі наукових досліджень, показаний зв'язок роботи з науковими планами та темами, сформульовано наукову новизну та практичне значення отриманих результатів, наведено дані про апробацію, публікації та впровадження, показано особистий внесок автора.

У першому розділі зроблено огляд методів комплексного вирішення проблеми забезпечення параметрів якості електроенергії, що пов'язані зі збільшенням кількості різнотипних споживачів, під'єднаних до електричної мережі, та посиленням вимог щодо параметрів якості електроенергії. Показано, що ефективна робота електротехнічного устаткування мереж, що необхідне для підтримання необхідних значень параметрів якості електроенергії, можлива за

умови використання напівпровідникових перетворювачів електричної енергії. Проаналізовані способи формування необхідної форми струму і напруги на виході перетворювачів на основі різних типів модуляції, які умовно можна розділити на два класи: неперервна та імпульсна. Підкреслено переважне використання імпульсних методів модуляції через їх високу енергоефективність та зазначено ряд недоліків імпульсних методів формування напруги, а саме: наявність пульсації вихідної напруги, збільшення інерційності контуру керування, виникнення перехідних режимів, звуження робочого діапазону частот.

При проектуванні контуру керування перетворювачем, як правило, окрім середніх і діючих значень вихідної напруги (струму), можна вводити додаткові контури керування на основі інших параметрів: миттєвого значення вхідного струму, керування яким забезпечує необхідне значення коефіцієнта потужності; миттєвого значення струму ключового елемента для забезпечення м'якої комутації силових ключів та ін., що передбачає використання засад теорії багатовимірною керування і зумовлює можливість проектування перетворювачів із покращеними показниками енергоефективності і електромагнітної сумісності, тому однією з важливих задач при проектуванні їх силової частини та системи керування є вивчення впливів їх режимів роботи на значення параметрів якості електроенергії, що визначають рівень електромагнітної сумісності перетворювачів та джерел енергії.

У роботі проаналізовані умови забезпечення якості електроенергії у системах з напівпровідниковими перетворювачами та основні інтегральні параметри якості, що характеризують рівень електромагнітної сумісності споживачів електричної енергії і мережі. Показано, що через значне збільшення кількості нелінійних імпульсних споживачів, однією з основних причин погіршення параметрів якості електроенергії є генерація споживачами інтергармонік струму і напруги, низькочастотні складові яких майже не обмежуються мережевими фільтрами.

Проаналізовано існуючі методи визначення інтергармонік, більшість з яких побудовано на основі дискретного перетворення Фур'є, однак на практиці також використовуються ортогональні перетворення на основі інших базисних функцій, наприклад вейвлет-перетворення, перетворення Гілберта-Хуанга. У зв'язку з необхідністю змінювати період інтегрування для функцій, що містять інтергармоніки, ефективні методи розрахунку інтергармонік мають синхронізуватись відносно фази напруги мережі, що визначає їх велику обчислювальну складність. Використання цих методів для розрахунку інтергармонік модульованих струмів і напруг на виході перетворювачів електричної енергії додатково підвищує обчислювальну складність методів, що зумовлено жорсткою прив'язкою модулюючого сигналу, носійної функції та інтергармонічних збурень між собою і, як результат, необхідність перерахунку параметрів закону модуляції при будь-якій зміні одного з параметрів.

При цьому важливою проблемою є не тільки визначення спектральної характеристики струму або напруги, які формуються перетворювачем у вже

працюючій системі, але й синтез законів модуляції та їх аналіз на етапі проектування системи.

Для усунення громіздких розрахунків запропоновано описувати параметри, що впливають на результуючий закон модуляції, у просторі незалежних змінних і отримувати узагальнені спектральні характеристики сумарного сигналу в M -вимірному просторі при довільному співвідношенні значень незалежних змінних. Узагальнені спектральні характеристики дозволяють отримати модель модульованого сигналу, що містить повну інформацію про нього при будь-якому співвідношенні між періодом модулюючого сигналу, носійної функції та інтергармонічних збурень.

У результаті огляду методів, що базуються на описі сигналів в просторі декількох змінних, як базовий метод обрано ряд Фур'є двох змінних за рахунок його низької трудомісткості та поставлено задачу узагальнення цього методу на довільну кількість змінних.

У другому розділі показано, що утворення інтергармонік у імпульсних перетворювачах переважно спричинено модуляцією параметрів напруги $u(2\pi f \cdot t)$ з частотою f , збурюючими факторами $y_{зб1}(2\pi f_{зб1} \cdot t)$, $y_{зб2}(2\pi f_{зб2} \cdot t) \dots y_{зб(M-1)}(2\pi f_{зб(M-1)} \cdot t)$ з частотами відповідно $f_{зб1}$, $f_{зб2} \dots f_{зб(M-1)}$, які не кратні частоті f .

Найчастіше модульованим параметром є амплітуда, при цьому утворена напруга, що містить інтергармоніки $u_{ін}(t)$ є добутком напруги $u(2\pi f \cdot t)$ з функціями збурень:

$$u_{ін}(t) = u(t) \prod_{k=1}^{M-1} y_{зб(k)}(t). \quad (1)$$

Як відомо, добуток сигналів C_H , $C_{зб1}$, $C_{зб2}, \dots, C_{зб(M-1)}$ у часовій області відповідає згортці їх спектрів:

$$C_{IH} = C_H * C_{зб1} * C_{зб2} * \dots * C_{зб(M-1)}, \quad (2)$$

де C_{IH} , C_H , $C_{зб1}$, $C_{зб2}, \dots, C_{зб(M-1)}$ – спектральні характеристики вхідної напруги і збурюючих факторів, з частотами не кратними частоті напруги, на періоді, що є найменшим спільним кратним періодів цих процесів.

При розрахунку спектральної характеристики утвореної напруги $u_{ін}(t)$, зміна частоти хоча б одного збурюючого фактора призводить до зміни спектра напруги. Доведено, що використання математичного апарату на основі узагальненого ряду Фур'є дозволяє одразу розрахувати спектр при довільних частотах напруги і збурюючих факторів та усунути необхідність багаторазових перерахунків.

Показано, що за наявності N збурюючих факторів, модульовану напругу на виході перетворювача, що формується на основі носійної та модулюючої функцій, доцільно описувати рядом Фур'є M змінних x_1, x_2, \dots, x_M , $M = N + 2$, який складається з постійної складової, що описується через спектральну компоненту $A_{(0)\dots(0)}$ з усіма нульовими індексами, косинусних спектральних компонент $A_{(m1)\dots(0)}$, $A_{(0)(m2)\dots(0)} \dots A_{(0)\dots(mM)}$, і синусних $B_{(m1)\dots(0)}$, $B_{(0)(m2)\dots(0)} \dots B_{(0)\dots(mM)}$ з одним ненульовим індексом, що описують незалежну дію M процесів на спектр сумарної напруги (струму), та комбінаційних компонент з двома і більше

ненульовими індексами, що описують зміну спектра внаслідок взаємодії процесів і відповідають ненульовим значенням індексів:

$$\begin{aligned}
\Phi(x_1, x_2, \dots, x_M) = & \frac{1}{2} A_{(0)\dots(0)} + \sum_{m_1=1}^{\infty} \left(A_{m_1..0} \cos(m_1 x_1) + B_{m_1..0} \sin(m_1 x_1) \right) + \\
& + \sum_{m_2=1}^{\infty} \left(A_{(0)..(m_2)(0)} \cos(m_2 x_2) + B_{(0)..(m_2)(0)} \sin(m_2 x_2) \right) + \dots + \\
& + \sum_{m_M=1}^{\infty} \left(A_{(0)..(m_M)} \cos(m_M x_M) + B_{(0)..(m_M)} \sin(m_M x_M) \right) + \\
& + \sum_{m_2=1}^{\infty} \sum_{m_1=1}^{\infty} \left(A_{(m_1)(m_2)..(0)} \cos(m_2 x_2 + m_1 x_1) + B_{(m_1)(m_2)..(0)} \sin(m_2 x_2 + m_1 x_1) \right) + \\
& + \sum_{m_3=1}^{\infty} \sum_{m_1=1}^{\infty} \left(A_{m_1 0 m_3..0} \cos(m_3 x_3 + m_1 x_1) + B_{m_1 0 m_3..0} \sin(m_3 x_3 + m_1 x_1) \right) + \dots + \\
& + \sum_{m_M=1}^{\infty} \sum_{m_1=1}^{\infty} \left(A_{m_1..m_M} \cos(m_M x_M + m_1 x_1) + B_{m_1..m_M} \sin(m_M x_M + m_1 x_1) \right) + \dots + \\
& + \sum_{m_M=1}^{\infty} \dots \sum_{m_2=1}^{\infty} \sum_{m_1=1}^{\infty} \left(A_{(m_1)(m_2)..(m_M)} \cos\left(\sum_{i=1}^M m_i x_i\right) + B_{(m_1)(m_2)..(m_M)} \sin\left(\sum_{i=1}^M m_i x_i\right) \right). \quad (3)
\end{aligned}$$

Спектральні компоненти $C_{(m_1)(m_2)..(m_M)}$ ряду Фур'є M змінних розраховуються за формулою:

$$C_{(m_1)(m_2)..(m_M)} = A_{(m_1)(m_2)..(m_M)} + jB_{(m_1)(m_2)..(m_M)} = \frac{1}{2^{M-1} \pi^M} \int_0^{2\pi} \dots \int_0^{2\pi} y(x_1, x_2, \dots, x_M) e^{j \sum_{i=1}^M m_i x_i} \prod_{i=1}^M dx_i. \quad (4)$$

Якщо кутова частота модулюючої функції ω_2 є найменшою серед частот $\omega_1.. \omega_M$ складових модульованого сигналу і частоти $\omega_1.. \omega_M$ кратні частоті ω_2 , то перша гармоніка модульованого сигналу C_1 матиме частоту модулюючої функції ω_2 , а значення k -ої гармоніки розраховується за формулою:

$$C_k = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \sum_{m_3=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{m_M=-\infty}^{\infty} C_{(m_1)(k-m_1 P - m_3 P_3 \dots - m_M P_M)(m_3)(m_4)..(m_M)}, \quad (5)$$

де $P, P_3..P_M$ – кратності модуляції складових модульованого сигналу.

За умови, що частота однієї або більше складових модульованого сигналу не кратна частоті модулюючої функції ω_2 , шукають таке найменше спільне кратне періодів $T_1..T_M$, $T_{Lcm} = Lcm(T_1, T_2, \dots, T_M)$, що для будь-якого i виконувалась умова кратності модуляції $P_{Lcm(i)}$ довільної складової модульованого сигналу відносно періоду T_{Lcm} , $P_{Lcm(i)} = T_{Lcm} / T_i$, що є цілим числом, $P_{Lcm(i)} \in N$. У цьому випадку число V , що визначає кількість періодів модулюючої функції на періоді визначення спектра T_{Lcm} , розраховується як:

$$V = \frac{T_{Lcm}}{T_2}, \quad (6)$$

де T_2 – період модулюючої функції.

У цьому випадку перша гармоніка модульованого сигналу C_1 матиме частоту $\omega_{Lcm} = 2\pi / T_{Lcm}$, а частота модулюючої функції відповідає гармоніці C_k :

$$C_k = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \sum_{m_3=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{m_M=-\infty}^{\infty} C_{(m_1)(k-V(m_1 \cdot P+m_3 P_3 \dots +m_M P_M))(m_3)(m_4) \dots (m_M)}. \quad (7)$$

У роботі проілюстровано особливості використання узагальненого ряду Фур'є для розрахунку спектра модульованих сигналів на прикладі найрозповсюдженіших законів ШІМ модуляції I і II роду та запропоновано узагальнити аналітичні вирази спектральних компонент $C_{(m_1)(m_2)}$ ряду Фур'є двох змінних на ряд із M змінних $C_{(m_1)(m_2) \dots (m_M)}$ таким чином:

$$\begin{aligned} C_{(m_1)(m_2) \dots (m_M)} &= \frac{1}{2^{M-1} \pi^M} \int_0^{2\pi V} \dots \int_0^{2\pi} y(x_1, x_2, \dots, x_M) e^{j \sum_{i=1}^M m_i x_i} \prod_{i=1}^M dx_i = \\ &= \frac{C_{(m_1)(m_2)}}{2^{M-2} \pi^{M-2}} \left(\int_0^{2\pi} \dots \int_0^{2\pi} y(x_3, \dots, x_M) e^{j \sum_{i=3}^M m_i x_i} \prod_{i=3}^M dx_i \right). \end{aligned} \quad (8)$$

Показано, що більш складні закони модуляції, наприклад, векторна ШІМ або ШІМ з передмодуляцією третьою гармонікою, мають громіздку структуру виразів спектральних компонент для деяких модулюючих функцій, тому для таких виразів спектральні компоненти доцільно отримувати у чисельній формі, для чого у роботі адаптовано алгоритм швидкого перетворення Фур'є для узагальненого ряду Фур'є декількох змінних, який передбачає виконання таких кроків:

- інтегрування підінтегральних виразів за максимально можливою кількістю змінних;
- дискретизація інтегралу для розрахунку спектральних компонент, що отриманий на попередньому кроці, з кроком інтегрування Δx_i для змінних x_i відповідно до необхідної похибки;
- використання одного з відомих алгоритмів швидкого перетворення Фур'є для багатовимірних рядів Фур'є.

У результаті аналізу кількості математичних операцій встановлено, що трудомісткість алгоритму швидкого багатовимірного перетворення Фур'є еквівалентна трудомісткості алгоритму в просторі однієї змінної, що свідчить про високу ефективність алгоритму швидкого багатовимірного перетворення Фур'є.

У третьому розділі підкреслено актуальність проблеми розвитку існуючих методів керування перетворювачами змінного струму задля покращення показників якості електроенергії і розробки нових методів керування, зокрема для формування напруги і струму з заданими спектральними властивостями на основі імпульсних методів керування, що неможливо при безпосередньому використанні перетворень Кларка-Парка.

Як правило, для виділення окремих гармонік у системах координат $\alpha\beta$ або dq додатково використовують цифрові фільтри, що збільшує обсяг математичних обчислень. За умови розробки ефективних методів розрахунку

спектра та інтегральних показників якості струмів і напруг, ряди Фур'є декількох змінних можуть доповнити вже існуючі методи керування перетворювачами змінного струму, а в деяких випадках і використовуватись самостійно.

На даний момент використання ряду Фур'є має декілька обмежень, серед яких головними є:

- по-перше, узагальнений ряд Фур'є використовують лише для розрахунку модульованих сигналів, формування яких здійснюється на основі носійної функції з постійною частотою, $f_H = \text{const}$;

- по-друге, розрахунок спектральних характеристик модульованих сигналів проводиться безпосередньо на виході інвертора, а методи їх обчислення після фільтра є доволі громіздкими;

- по-третє, узагальнений ряд використовують лише для аналізу амплітуд окремих гармонік, а методики для розрахунку інтегральних показників якості електроенергії на основі узагальненого ряду відсутні.

Для усунення основних обмежень у використанні узагальненого ряду Фур'є запропоновано розширити його можливості завдяки розробці:

- метода розрахунку спектра модульованих сигналів зі змінною частотою носійної функції;

- метода розрахунку струмів і напруг після фільтра на основі спільного використання рядів Фур'є однієї і декількох змінних;

- методики розрахунку інтегральних показників якості модульованих струмів і напруг на основі узагальненого ряду Фур'є, що дозволять значно розширити можливості багатовимірних рядів Фур'є при використанні їх у системах керування та синтезі перетворювачів електроенергії на основі оцінки параметрів якості електроенергії.

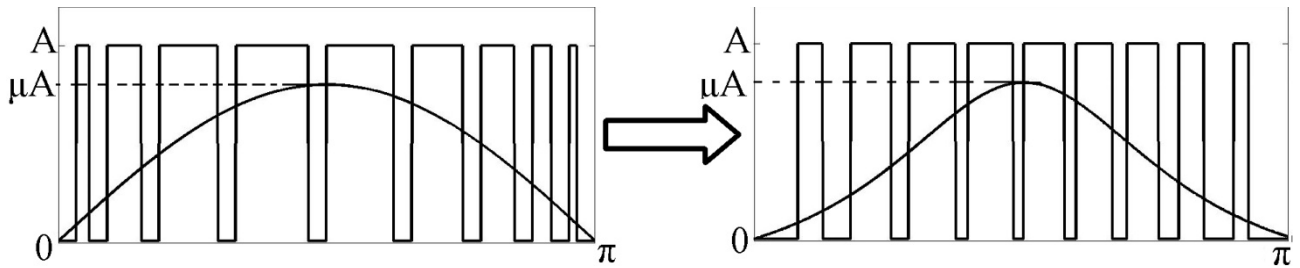
Актуальність розробки методу розрахунку спектра модульованих сигналів зі змінною частотою носійної функції зумовлено неможливістю безпосереднього використання узагальненого ряду Фур'є, через те, що при заданні аргументу носійної функції x_1 , $x_1 = \omega_1 t$, кутова частота ω_1 є функцією часу t , $\omega_1 = f(t)$. Для усунення обмеження на розрахунок спектра модульованих сигналів зі змінною частотою носійної функції пропонується описувати заданий модульований сигнал рядом Фур'є двох змінних x_1 , що є аргументом носійної функції, і x_2 – модулюючої функції. Кратність модуляції P заданого сигналу через змінну частоту носійної функції, залежить від змінної x_2 , $P = f(x_2)$ і розраховують за формулою:

$$P(x_2) = \frac{dx_1}{dx_2}. \quad (9)$$

Для використання узагальненого ряду Фур'є у цьому випадку необхідно перейти до нових змінних x_1^* і x_2^* , за яких кратність модуляції є постійним параметром:

$$P(x_2^*) = P^*. \quad (10)$$

Очевидно, що умова (10) виконується за постійної частоти носійної функції, тобто в новій системі координат (x_1^*, x_2^*) сигнал модулюється за законом ШІМ, що показано на рис. 1.



а) заданий модульований сигнал

б) перетворений сигнал з ШІМ

Рис. 1. Ілюстрація застосування перетворення $(x_1, x_2) \rightarrow (x_1^*, x_2^*)$

Додатковою умовою для переходу до нової системи координат є незмінність коефіцієнта заповнення імпульсів γ на кожному періоді носійної функції:

$$\gamma_i \equiv \gamma_i^* . \quad (11)$$

З урахуванням тотожності (11) при знаходженні спектральних складових $C_{(m_1)(m_2)}^*$ ряду Фур'є, інтегрування по змінній x_1 може бути виконано у просторі функцій x_1^*, x_2^* .

$$C_{(m_1)(m_2)}^* = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi\varphi_2} \int_{\varphi_1} f(x_1^*, x_2^*) e^{j(m_1 x_1^* + m_2 x_2^*)} dx_1^* dx_2^* . \quad (12)$$

Після чого здійснено зворотний перехід до початкових змінних x_1 та x_2 і розраховано спектральну складову $C_{(m_1)(m_2)}$, даний перехід складається з наступних кроків:

- використання у межах інтегрування по змінній x_1^* значення параметра заповнення імпульсів γ як функції від змінної x_2' , $\gamma(x_2'/(x_2'^*))$;
- коригування ширини імпульсів сигналів з використанням оберненого перетворення до виразу (12);
- зміщення імпульсів модуляції перетвореного сигналу у відповідності до заданого закону модуляції, для чого доцільно використовувати теорему зсуву одночасно по змінній $x_2'^*$ на кут $\varphi_y = (x_2'/(x_2'^*) - x_2'^*)$ і по змінній $x_1'^*$ на кут $\varphi_x = P(x_2'/(x_2'^*) - x_2'^*)$.

Отже, метод застосування узагальненого ряду Фур'є до модульованих сигналів зі змінною частотою носійної функції складається з таких етапів:

- застосування перетворення змінних $(x_1, x_2) \rightarrow (x_1^*, x_2^*)$;
- використання узагальненого ряду Фур'є для розрахунку спектральної складової $C_{(m_1)(m_2)}^*$;
- застосування зворотного перетворення змінних $(x_1^*, x_2^*) \rightarrow (x_1, x_2)$ і розрахунок спектральних складових $C_{(m_1)(m_2)}$.

Узагальнений ряд Фур'є, в основному, використовують для розрахунку спектра безпосередньо на виході інвертора, тоді як більш інформативним є спектр напруги після фільтра. Безпосереднє визначення реакції фільтра за складовими узагальненого ряду є трудомістким, однак спрощується за умови спільного використання узагальненого ряду з рядом Фур'є однієї змінної на основі метода накладання для дискретно-лінійних кіл, що дає змогу описати квазіусталену напругу (струм) на виході фільтра u_2 при дії на нього модульованого сигналу, як

суперпозицію напруг u_l (струмів i_l), утворених як реакція фільтра на кожний імпульс напруги.

$$u_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^P u_{i(k)}(x_2), \quad (13)$$

де P – кратність модуляції, k – номер імпульсу напруги.

Реакція фільтра на кожний імпульс описується через дві складові:

- на інтервалі тривалості імпульсу з номером k ($T_k, T_k + t_k$), напруга на виході фільтра $u_{i(k)}$ знаходиться через інтеграл Дюамеля:

$$u_{i(k)}(t) = \int_0^t e^{A(t-\tau)} V_d(\tau) d\tau, \quad (14)$$

де e^A – матрична експонента електричного кола, V_d – зовнішня дія.

У випадку модуляції прямокутними імпульсами з амплітудою U_m формула (14) спроститься до виду:

$$u_{i(k)}(t) = \int_0^t e^{A(t-\tau)} \cdot U_m d\tau = U_m e^{At} \int_0^t e^{-A\tau} d\tau = (I - e^{-At}) \cdot U_{ВИМ}, \quad (15)$$

де I – одинична матриця, $U_{ВИМ}$ – вимушене значення напруги.

- на інтервалі, що триває після закінчення імпульсу до кінця періоду модульованого сигналу ($T_k + t_k, \Theta$) у колі протікає вільний процес $u_{ВЛЛ}$, що описується виразом:

$$u_{ВЛЛ}(t) = u_{0(k)} e^{A(t-(T_k+t_k))}, \quad (16)$$

де $u_{0(k)}$ – значення напруги у момент закінчення імпульсу $T_k + t_k$:

$$u_{0(k)}(t) = u_{i(k)}(T_k + t_k). \quad (17)$$

Використання формул (14)-(17) дає можливість розрахувати напругу на виході фільтра як суперпозицію реакцій на кожний імпульс. При використанні модуляції першого роду напругу на виході фільтра, рис. 2, а, представлену як суперпозицію реакцій на кожний імпульс за формулами (14)-(17), рис. 2, б, доцільно розкласти на перехідні складові, що відповідають часовим інтервалам тривалості імпульсів, рис. 2, в та вільні складові рис. 2, г.

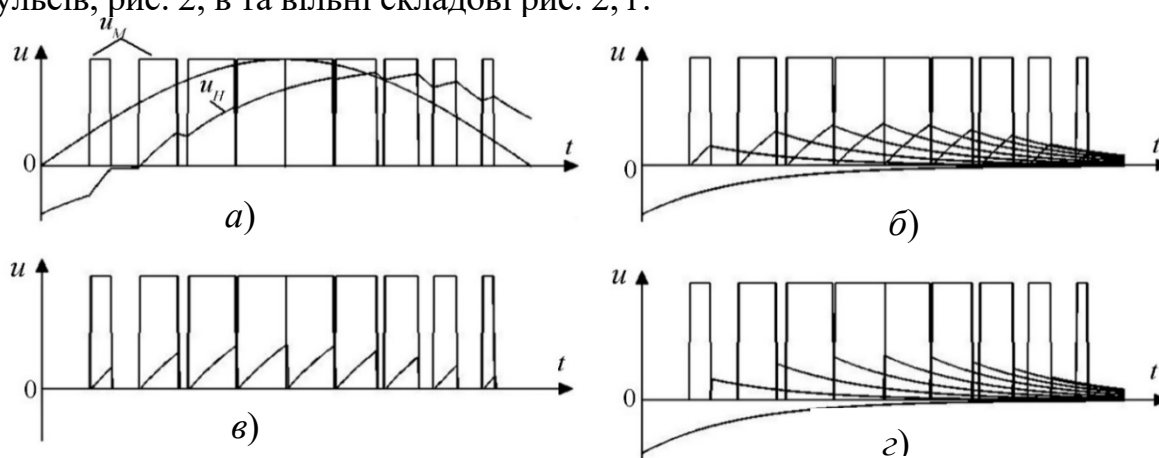


Рис. 2 Графічна ілюстрація використання принципу накладання і розділення реакцій на складові: а) модульована напруга до та після фільтра; б) використання принципу накладання для опису перехідного процесу; в) перехідні складові, що відповідають часовим інтервалам тривалості імпульсів; г) вільні складові

Спектр складових, що відповідають інтервалам тривалості імпульсів, зручно розраховувати з використанням ряду Фур'є двох змінних, а вільних складових – рядом Фур'є однієї змінної. Метод розрахунку спектра на виході фільтра на основі сумісного використання рядів Фур'є однієї і двох змінних складається з таких етапів:

1. Опис напруги на виході фільтра через перехідну (15) і вільну (16) складові.

2. Визначення положення переднього і заднього фронтів модульованих імпульсів напруги, рис. 2, а.

3. Якщо носійна функція модульованого сигналу має змінну частоту носійної функції, формування базового ШІМ сигналу з модуляцією першого роду.

4. Розрахунок спектра перехідних складових, рис. 2, в за допомогою ряду Фур'є двох змінних.

5. Перехід від базового модульованого сигналу з ШІМ, до модульованого сигналу із заданою носійною функцією.

6. Розрахунок спектра вільних складових, рис. 2, г за допомогою ряду Фур'є однієї змінної.

7. Визначення сумарної спектральної характеристики напруги на виході фільтра як суми спектральних характеристик, отриманих на основі рядів однієї і двох змінних.

Інтегральні параметри якості електроенергії широко використовуються для оцінки ефективності керування електротехнічним обладнанням мережі, тому актуальною задачею є розробка ефективних алгоритмів для їх розрахунку, що дозволяє використовувати значення інтегральних показників якості як задавальну дію в процесі керування. Для оцінки якості напруги змінного струму найчастіше використовують показники: коефіцієнт потужності χ , коефіцієнт гармонік K_G , коефіцієнт нелінійних спотворень $K_{НС}$. Для визначення цих показників необхідно розрахувати: амплітуду першої гармоніки струму $I_{(1)}$, фазовий зсув першої гармоніки струму відносно першої гармоніки напруги $\varphi_{(1)}$, діюче значення струму I . Значення перших гармонік струму і напруги та їх фази розраховують безпосередньо з використанням узагальненого ряду Фур'є, тоді як для визначення діючого значення струму на основі узагальненого ряду Фур'є необхідно розробити методику розрахунку.

Аналогічно до розрахунку спектральних компонент узагальненого ряду Фур'є представимо сигнал функцією M змінних, $y(x_1, x_2, \dots, x_M)$. Тоді діюче значення Y сигналу $y(x_1, x_2, \dots, x_M)$ розраховується за формулою:

$$Y = \sqrt{\frac{1}{2^{M-1} \pi^M} \int_0^{2\pi V} \dots \int_0^{2\pi} y(x_1, x_2, \dots, x_M)^2 \prod_{i=1}^M dx_i}, \quad (18)$$

яку можна застосувати для розрахунку діючих значень напруг і струмів модульованих за законом ШІМ.

Описані в розділі методи та методики, що розширюють можливості використання узагальнених рядів Фур'є для розрахунку спектрів модульованих струмів і напруг:

- метод розрахунку спектра модульованих сигналів зі змінною частотою носійної функції;
- метод розрахунку спектра струму та напруги на виході фільтра;
- методики формування узагальнених аналітичних формул у згорнутому аналітичному вигляді для розрахунку інтегральних параметрів якості електроенергії при параметричному завданні параметрів модуляції, дають можливість спростити вирішення ряду практичних задач, наведених у табл. 1, при проектуванні імпульсних перетворювачів електричної енергії та їх систем керування.

Таблиця 1. Задачі проектування імпульсних перетворювачів електричної енергії, що спрощуються при використанні узагальненого ряду Фур'є

Задача	Використані методи і методики	Переваги
1. Синтез законів керування перетворювачів зі стабілізацією параметрів якості електроенергії	- методики формування аналітичних формул для розрахунку параметрів якості електроенергії; - метод розрахунку спектра струмів і напруг зі змінною частотою носійної функції; - метод розрахунку спектра струму та напруги на виході фільтра	- значне зменшення обсягу математичних операцій при розрахунку параметрів якості електроенергії дозволяє використовувати запропонований алгоритм керування в системах з дешевими мікроконтролерами; - стабілізація параметрів якості електроенергії дає можливість динамічно змінювати кратність модуляції і тим самим зменшувати динамічні втрати в перетворювачі
2. Аналіз інтергармонічних складових струмів і напруг у замкненій аналітичній формі при довільному співвідношенні частот процесів	- узагальнення ряду Фур'є на довільну кількість змінних; - методики формування аналітичних формул для розрахунку параметрів якості електроенергії	- значне зменшення математичних операцій завдяки усуненню необхідності перерахунку спектра через зміну частот процесів
3. Вибір структури перетворювачів електричної енергії з врахуванням заданих значень параметрів якості електроенергії	- методики формування аналітичних формул для розрахунку параметрів якості електроенергії	- значне зменшення математичних операцій через відсутність необхідності розрахунку параметрів якості електроенергії у широкому діапазоні зміни вхідних і вихідних параметрів перетворювача

У четвертому розділі для реалізації ефективного керування інверторами напруги розроблено модифікації існуючих законів модуляції, які дозволяють:

– регулювати кратність модуляції напруги інвертора для забезпечення необхідного значення коефіцієнта гармонік K_G з одночасним зменшенням обсягу динамічних втрат у перетворювачі, що дозволяє на етапі проектування зменшити габарити необхідних радіаторів;

– синтезувати закон двополярної модуляції зі зменшеним значенням першої гармоніки з метою зменшення масогабаритних показників трансформатора інвертора.

При формуванні вихідної синусоїдальної напруги інвертором регулювання коефіцієнта гармонік K_G вимагає достатньо великого обсягу розрахунків на періоді модулюючої функції, оскільки передбачає розрахунок діючого значення напруги, і тому суттєво збільшує вимоги до обчислювального ядра систем керування.

Використання узагальненого ряду Фур'є дозволяє значно зменшити обсяг математичних операцій при розрахунку коефіцієнта гармонік і полегшує реалізацію принципу керування за значенням параметрів якості електроенергії як задавальної дії на основі регулювання частоти роботи інвертора у реальному масштабі часу.

За умови використання однофазного мостового інвертора з однополярною односторонньою ШІМ-ІІ та фільтром першого порядку з індуктивністю L і опором R передавальна характеристика для гармоніки n , K_n розраховується за формулою:

$$K_n = R / \sqrt{(n\omega_M L)^2 + R^2}, \quad (19)$$

де ω_M - частота модулюючої функції.

Перша гармоніка у частотній області відмежована від вищих гармонік з ненульовим значенням ділянкою спектра, що орієнтовно дорівнює кратності модуляції P . Тому для вищих ненульових гармонік при коректно обраному фільтрі виконується умова $(n\omega_M L)^2 \gg R^2$ і формулу (19) можна записати таким чином:

$$K_n = R / (n\omega_M L). \quad (20)$$

З урахуванням виразів (19) і (20) формула для розрахунку коефіцієнта гармонік після фільтра має вид:

$$K_G = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{C_n}{n}\right)^2}}{\sqrt{\frac{C_1^2}{1/(\omega_M \tau)^2 + 1} + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{C_n}{n}\right)^2}}, \quad (21)$$

де U_ϕ – діюче значення напруги після фільтра, $U_{\phi 1}$ - діюче значення напруги першої гармоніки після фільтра, C_n – діюче значення гармоніки напруги з номером n до фільтра, τ – стала часу фільтра.

Значення коефіцієнта гармонік, розраховане за формулою (21), можливо підтримувати на заданому рівні шляхом вибору необхідного значення частоти носійної функції f_H , яку можливо виразити через кратність модуляції P , $f_H = P \cdot f_M$.

Амплітуда вищих гармонік з непарним номером $2k-1$, C_{2k-1} за умови використання напруги з двосторонньою однополярною ШІМ-II розраховується за формулою:

$$C_{2k-1} = \sum_{m_1=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m_1} 2A}{m_1 \pi} J_{2k-1-m_1 P}(\pi \mu m_1), \quad (22)$$

де A – амплітуда модульованого сигналу, $J_k(m)$ – функція Бесселя першого роду порядку k від аргумента m .

Підставивши значення гармонік (22) та використавши властивості функцій Бесселя, отримаємо:

$$K_{\Gamma} = \frac{\frac{2}{\pi P} \sqrt{\frac{\pi^4}{180} \left(1 + \frac{2(\pi \mu)^2}{P^2}\right) - \frac{J_0(2\pi \mu)}{2} - \frac{J_0(4\pi \mu)}{32}}}{\sqrt{\frac{\mu^2}{1/(\omega_M \tau)^2 + 1} + \frac{4}{\pi^2 P^2} \left(\frac{\pi^4}{180} \left(1 + \frac{2(\pi \mu)^2}{P^2}\right) - \frac{J_0(2\pi \mu)}{2} - \frac{J_0(4\pi \mu)}{32}\right)}}. \quad (23)$$

Оскільки в формулі (23) немає операторів сумування, трудомісткість її розрахунків у порівнянні з формулою (21) значно скоротиться.

Відносна похибка δ розрахунку коефіцієнта гармонік K_{Γ} за формулою (23) при параметрі модуляції $P = 20$ для типових значень глибини модуляції $\mu = 0.1..1$ і коефіцієнта гармонік $K_{\Gamma} = 0.01..0.3$ не перевищує $\delta < 0.6$ %. При збільшенні кратності модуляції максимальна відносна похибка зменшується, наприклад для $P = 200$ відносна похибка $\delta < 0.3$ %, що свідчить про достатню точність розрахунку коефіцієнта гармонік за формулою (23).

Після порівняння трудомісткості розрахунку коефіцієнта гармонік зроблено висновок про значне зменшення трудомісткості, особливо для великих значень кратності модуляції. Співвідношення між сумарною кількістю операцій за звичайною формулою і запропонованою Rel , складає:

$$Rel = (80P + 7) / 26. \quad (24)$$

Зменшення трудомісткості досягається вже при значенні $P = 1$, а при $P = 100$, кількість математичних операцій зменшується в $Rel = 308$ разів, що значно зменшує вимоги для обчислювального ядра системи керування при розрахунках у реальному масштабі часу.

Для регулювання кратності модуляції P з метою стабілізації коефіцієнта гармонік K_{Γ} рівняння (23) вирішується відносно параметра кратності модуляції P :

$$P = \frac{\sqrt{2c_2}}{\sqrt{-c_1 + \sqrt{c_1^2 + 4c_2c_0}}}, \quad (25)$$

$$\text{де } c_2 = \frac{2\pi^4 \mu^2}{45} (1 - K_{\Gamma}^2), \quad c_1 = \frac{4}{\pi^2} \left(\frac{\pi^4}{180} - \frac{J_0(2\pi \mu)}{2} - \frac{J_0(4\pi \mu)}{32} \right) (1 - K_{\Gamma}^2),$$

$$c_0 = \frac{\mu^2}{1/(\omega_M \tau)^2 + 1} K_{\Gamma}^2, \quad x = \frac{1}{P^2}.$$

Формула для розрахунку кратності модуляції (25) дозволяє реалізувати принцип керування за значенням параметрів якості електроенергії як задавальної дії. Цей принцип реалізовано для синтезу системи керування в середовищі MatLab Simulink® для мостової схеми інвертора. Діаграми роботи моделі показано на рис. 3.

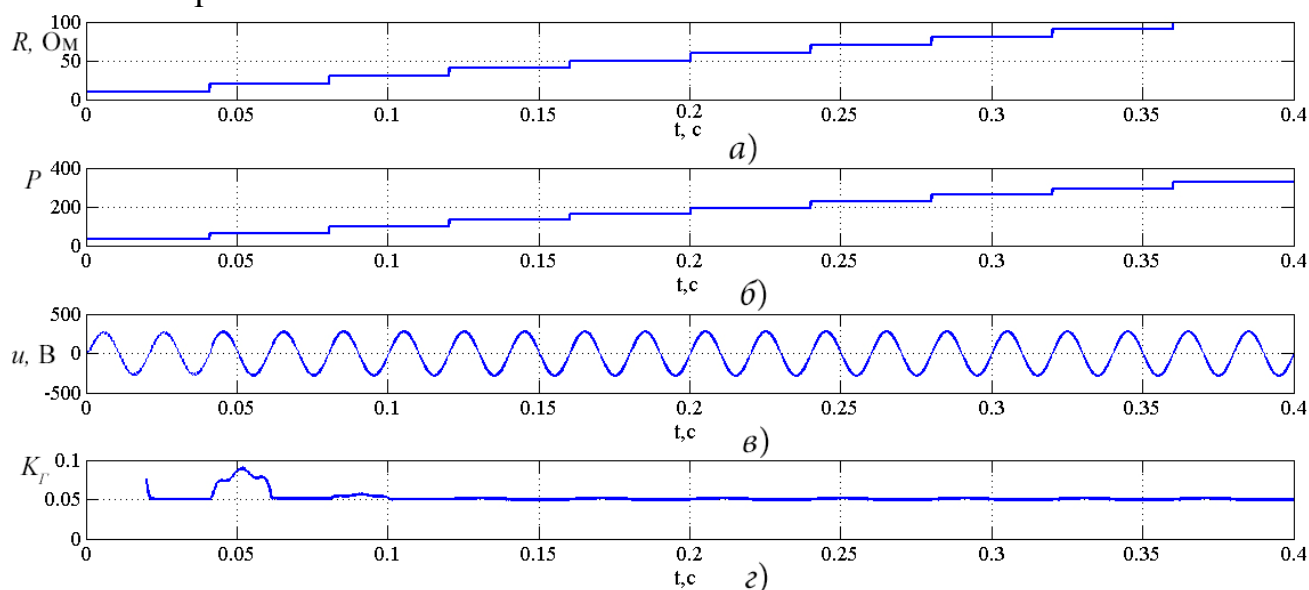


Рис. 3. Часові діаграми роботи системи керування кратністю модуляції: а) часова діаграма зміни опору навантаження R ; б) часова діаграма зміни кратності модуляції P ; в) часова діаграма напруги навантаження u ; г) часова діаграма коефіцієнта гармонік K_G

З аналізу часових діаграм, наведених на рис. 3, можна зробити висновок, що система керування одразу після зміни опору навантаження R , змінює значення кратності модуляції P для забезпечення стабільного значення коефіцієнта гармонік. Однак на наступному періоді напруги мережі, коефіцієнт гармонік дещо збільшується через виникнення перехідного процесу, але вже через період знову стабілізується на бажаному рівні – в даному випадку на значенні $K_G = 5\%$, для чого кратність модуляції змінювалась в діапазоні $P = 32..324$. Тому отриманий принцип керування для режимів роботи інвертора у режимі з максимальним навантаженням дозволяє зменшити динамічні втрати інвертора на порядок.

У роботі проаналізовано особливості роботи інверторів з гальванічною розв'язкою та вихідною синусоїдальною напругою і показано, що вони, як правило, працюють на частоті вихідної напруги. У цьому випадку на виході інвертора формується імпульсна напруга, модульована за законом ШІМ, після чого напруга подається на низькочастотний (НЧ) фільтр, який придушує високочастотні гармоніки, і відфільтрована напруга подається на вхід мережевого трансформатора. Недоліком описаної топології є значні габарити мережевого трансформатора та інвертора в цілому.

Для зменшення габаритів трансформатора доцільно забезпечити передавання енергії на проміжній підвищеній частоті. У цьому випадку низькочастотний фільтр встановлюють безпосередньо перед навантаженням.

Хоча така топологія потребує встановлення додаткової ланки перетворення енергії, її сумарні габарити є значно меншими.

Зрозуміло, що для формування високочастотної напруги на вході трансформатора, необхідно передавати енергію на проміжній підвищеній частоті, для чого доцільно використовувати спеціалізовані закони модуляції, що мінімізують наявність низькочастотних складових, які підмагнічують трансформатор. Якщо взяти як базовий тип модуляції ШІМ, то при інвертуванні полярності кожного другого імпульсу модуляції ненульові гармоніки модульованої напруги сконцентровані в околі проміжної частоти та правіше неї, а значення першої гармоніки близьке до нуля, що дозволяє зменшити габарити трансформатора при роботі на проміжній підвищеній частоті.

Через неоднакові ширини імпульсів напруги трансформатор переважно перемагнічується по частинній петлі гістерезису, тому його потужність використовується не повністю. У випадку використання ЧІМ з постійною тривалістю імпульсу $t_i = \text{const}$ трансформатор перемагнічується по граничній петлі гістерезису, що мінімізує його габарити. За умови використання запропонованого типу модуляції кількість імпульсів на одному періоді модулюючої напруги P залежить від вихідної потужності та коефіцієнта гармонік і може змінюватись з часом, що передбачає використання програмних методів модуляції з динамічною зміною параметрів.

Для аналізу особливостей формування напруги за законом ЧІМ розглянемо спрощену принципovu схему силової частини інвертора та часові діаграми його роботи показані на рис. 4, а і б-г відповідно.

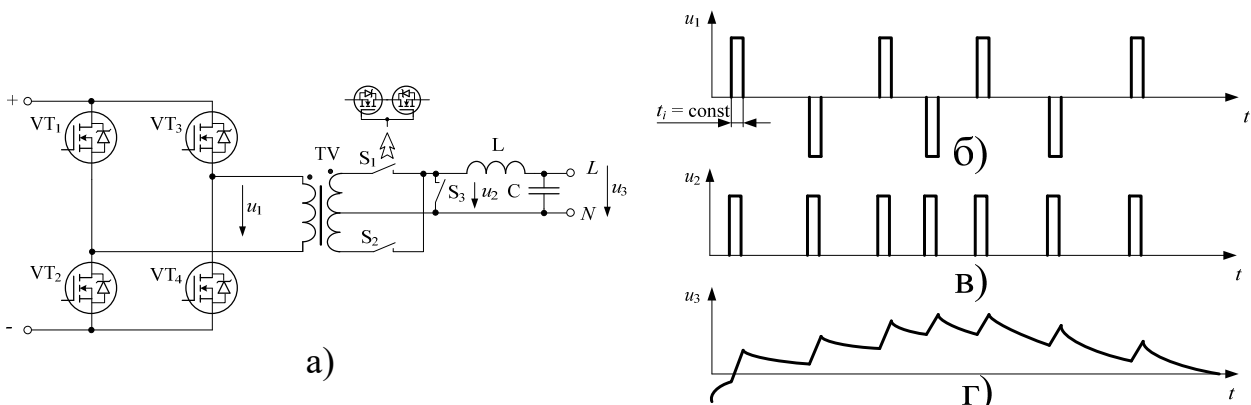


Рис. 4. Схема інвертора з гальванічною розв'язкою а) та часові діаграми його роботи: б) напруга на вході трансформатора; в) напруга на виході активного випрямляча; г) напруга на виході фільтра

Згідно з рис. 4, а і б постійна вхідна напруга інвертується мостовим інвертором на транзисторах VT_1 - VT_4 і перетворюється на біполярну напругу u_1 , рис. 4, б, модульовану за законом ЧІМ з постійною тривалістю імпульса $t_i = \text{const}$. Ця напруга передається через трансформатор TV і випрямляється на виході, напруга u_2 , рис. 4, в. Після згладжування фільтром утворюється напруга u_3 близька до синусоїдальної, рис. 4, г.

Відповідно до спектральних характеристик сформованого ЧІМ сигналу для забезпечення необхідного значення коефіцієнта гармонік у порівнянні з

ШІМ необхідно збільшувати індуктивність дроселя фільтра. Якщо при цьому зменшення маси трансформатора для інвертора з ЧІМ є суттєвішим, ніж збільшення маси дроселя, то перетворювач доцільно використовувати на практиці. Внаслідок експериментів встановлено, що при грубому допущенні, коли потужність трансформатора і індуктивність дроселя пропорційна їх масі m_{TP} і m_L відповідно, перетворювач доцільно використовувати, якщо сумарна маса трансформатора і дроселя при ЧІМ $m_{TP_ЧИМ} + m_{L_ЧИМ}$ менша за сумарну масу при ШІМ $m_{TP_ШИМ} + m_{L_ШИМ}$, $m_{TP_ЧИМ} + m_{L_ЧИМ} < m_{TP_ШИМ} + m_{L_ШИМ}$. Оцінка ефективності використання ЧІМ для зменшення маси магнітних елементів здійснюється на основі показника Cl_m :

$$Cl_m = \frac{m_{TP_ШИМ} + m_{L_ШИМ}}{m_{TP_ЧИМ}(\mu) + m_{L_ЧИМ}(\mu)}. \quad (26)$$

На рис. 7 наведено сімейство залежностей показника Cl_m від глибини модуляції ЧІМ μ та співвідношення маси фільтра до маси трансформатора $g_L = m_{L_ЧИМ} / m_{TP_ЧИМ}$.

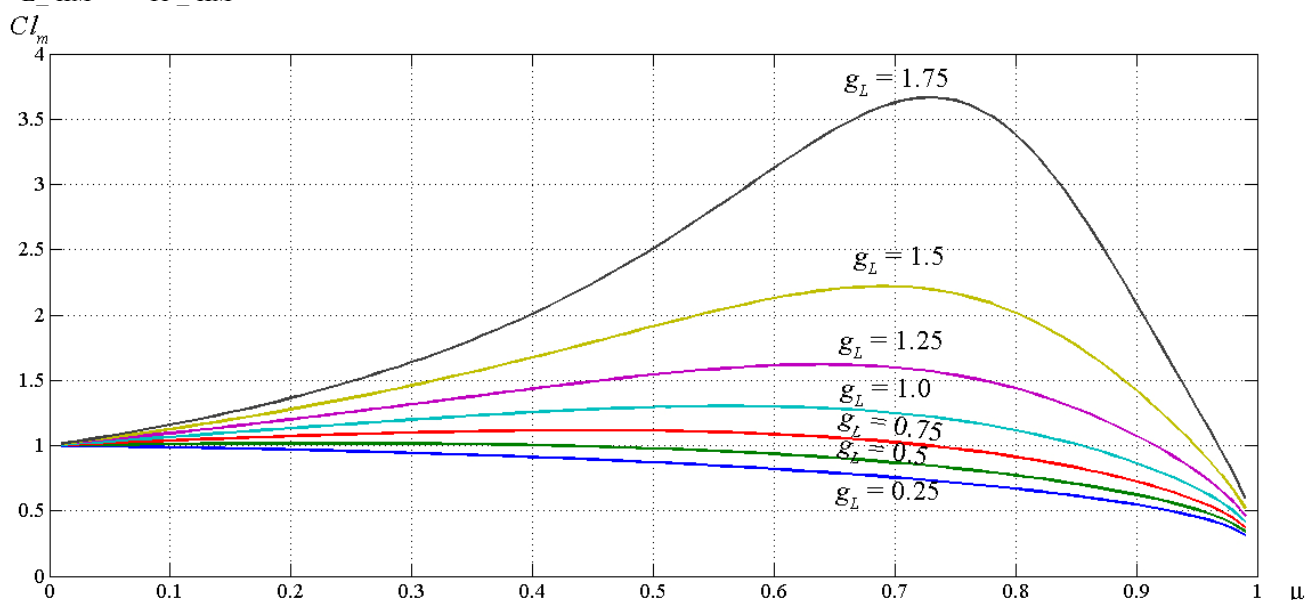
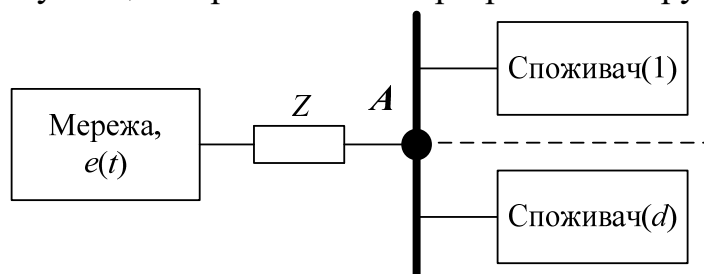


Рис. 5. Залежність показника Cl_m від глибини модуляції ЧІМ μ

З аналізу рис. 5 можна зробити висновок, що використання ЧІМ з інвертуванням кожного другого імпульсу доцільно при $g_L \leq 1$. За умови, що $g_L = 1$ сумарна маса дроселя та трансформатора стає меншою у порівнянні з ШІМ при глибині модуляції $\mu > 0.85$, коли значення параметра Cl_m стає меншим за одиницю, $Cl_m < 1$ та у граничному випадку зменшується на 60 %. Якщо ж $g_L = 0.25$, зменшення маси перетворювача спостерігається для будь-якого значення глибини модуляції μ та у граничному випадку зменшується на 70 %.

У п'ятому розділі аналізується механізм виникнення інтергармонік на прикладі типових практичних задач: 1) утворення інтергармонік напруги мережі змінного струму внаслідок під'єднання імпульсних параметричних навантажень; 2) утворення низькочастотних інтергармонік у високочастотному трансформаторі через наявність пульсації випрямленої напруги; 3) особливості утворення інтергармонік у фазному струмі асинхронного двигуна.

Модель мережі змінного струму представлена сукупністю споживачів, які, внаслідок наявності ненульового внутрішнього опору мережі Z , спричиняють появу вищих гармонік та інтергармонік напруги у точці A їх приєднання, рис. 6.



Для розрахунку спотворення напруги в точці під'єднання споживачів $e_A(t)$ у часовій області доцільно використовувати інтеграл Дюамеля:

Рис. 6. Схема заміщення мережі з споживачами

$$e_A(t) = e(t) - u_z(t) = e(t) - \left(h(t) \sum_d i_{cust(d)}(0) + \int_0^t h(t-\tau) \sum_d i_{cust(d)}'(\tau) d\tau \right), \quad (27)$$

де $e(t)$ – напруга мережі на виході генератора, $u_z(t)$ – падіння напруги на опорі Z , $i_{cust(d)}(t)$ – миттєве значення струму споживача d , $h(t)$ – реакція напруги на опорі Z на одиничний стрибок струму.

Реакція напруги на активно-індуктивному внутрішньому опорі на одиничний стрибок струму є такою:

$$h(t) = R + L \cdot \delta(t), \quad (28)$$

де L, R – значення індуктивності та активного опору, δ – дельта-функція.

За умови використання трьох типових профілів струмів з інтергармоніками імпульсних параметричних навантажень, отримано загальний вираз напруги з інтергармонічними збуреннями на основі узагальненого ряду Фур'є у просторі 4 змінних: x_1 – змінна, що є аргументом напруги мережі $e(x_1) = E_m \sin(x_1)$, x_2, \dots, x_4 – змінні збурень $u_{z1}^*(x_2)$, $u_{z2}^*(x_3)$, $u_{z3}^*(x_4)$:

$$C_{(m_1)(m_2)(m_3)(m_4)} = \frac{1}{2^3 \pi^4} \int_0^{2\pi} E_m \sin(Vx_1) e^{jm_1 x_1} dx_1 \int_0^{2\pi} u_{z1}^*(x_2) e^{jm_2 x_2} dx_2 \times \\ \times \int_0^{2\pi} u_{z2}^*(x_3) e^{jm_3 x_3} dx_3 \int_0^{2\pi} u_{z3}^*(x_4) e^{jm_4 x_4} dx_4, \quad (29)$$

де V – найменше спільне кратне співвідношень $P_2 = x_2/x_1, \dots, P_M = x_M/x_1$:

$$V = Lcm(P_2; \dots; P_M). \quad (30)$$

За результатами аналізу використання узагальненого ряду Фур'є декількох змінних відмічено ряд якісних переваг у порівнянні з рядом Фур'є однієї змінної:

- отримання спектра безпосередньо, без необхідності формування сигналів збурень у часовій області;
- проста процедура перерахунку спектра при зміні частоти одного із збурюючих факторів;
- виокремлення впливу параметрів кожного збурюючого фактора на спектр напруги з можливістю його подальшого аналізу в аналітичній формі.

Однією з найсуттєвіших переваг є значне зменшення кількості математичних операцій при розрахунку окремих гармонік спектра, що дає можливість використовувати їх у контурі систем керування в реальному

масштабі часу. При цьому зі збільшенням розмірності узагальненого ряду M досягається зменшення кількості операцій при розрахунку N гармонік, що складає:

$$N_M = \left\lceil M^{\sqrt[3]{N}} \right\rceil. \quad (31)$$

Тому загалом складність розрахунку спектра на основі узагальненого ряду Фур'є декількох змінних прямує до теоретичної межі мінімально можливої складності алгоритму розрахунку спектра $O(N)$, що значно менше ніж у швидкого перетворення Фур'є $O(N \log(N))$. Розрахунок значення окремої гармоніки або групи гармонік відповідно до формули (31) має складність $O(N^{1/M})$, що також значно менше ніж у дискретного перетворення Фур'є - $O(N)$. Тому використання узагальненого ряду Фур'є на практиці значно прискорить розрахунок спектра, так і окремих його гармонік у системах керування, що працюють у реальному масштабі часу.

Однією з проблем роботи перетворювачів з гальванічною розв'язкою є підмагнічування трансформатора інфранизькими гармоніками, що утворюються внаслідок некратності модуляції параметрів напруги.

Напруга на вході трансформатора інвертора формується на основі випрямленої напруги, що описана у просторі аргументу x_2 , і вихідної напруги інвертора, що залежить від змінної x_1 . Отже для опису напруги на вході трансформатора доцільно використовувати ряд Фур'є двох змінних.

У випадку, коли кратність модуляції P є дробовим числом:

$$P = \frac{a}{b}, \quad (32)$$

період модульованого сигналу T в b разів більший періода модулюючого сигналу T_1 :

$$T = T_1 \cdot b, \quad (33)$$

а еквівалентне значення кратності модуляції P^+ дорівнює:

$$P^+ = P \cdot b. \quad (34)$$

Спектральна компонента $C_{(m_1)(m_2)}$ розраховується за формулою:

$$C_{(2m_1-1)(2bm_2)}^+ = \frac{4bU_{gm}(j)^{2m_1-1}}{(2m_1-1)\pi} \sin\left(\frac{\gamma\pi(2m_1-1)}{2}\right) \left(\frac{e^{\frac{jm_2\delta}{b}} (-jm_2 \cos(\delta) - \sin(\delta))}{m_2^2 - b^2} + \frac{e^{\frac{jm_2(\delta-2\theta)}{b}} (jm_2 \cos(\delta-2\theta) + \sin(\delta-2\theta))}{m_2^2 - b^2} + \frac{\cos(\delta)e^{-\delta^2} e^{\frac{jm_2\delta}{b}} \left(1 - e^{-(\pi-2\theta)\delta} e^{jm_2 \frac{\pi-2\theta}{b}}\right)}{b \cdot \delta - jm_2} \right). \quad (35)$$

Спектр напруги, що містить інтергармоніки розраховується за формулою:

$$C_k = \sum_{m_1=0}^{\infty} C_{(m_1)(k-m_1 \cdot P^+)} = \sum_{m_1=0}^{\infty} C_{(m_1)(k-m_1 b P)}. \quad (36)$$

Спектр напруги для випадку $P = 13 + 1/3$, $\gamma = 0.8$, $\delta = \pi / 7$ показано на рис. 7, а, залежність напруги в часовій області – на рис. 7, б.

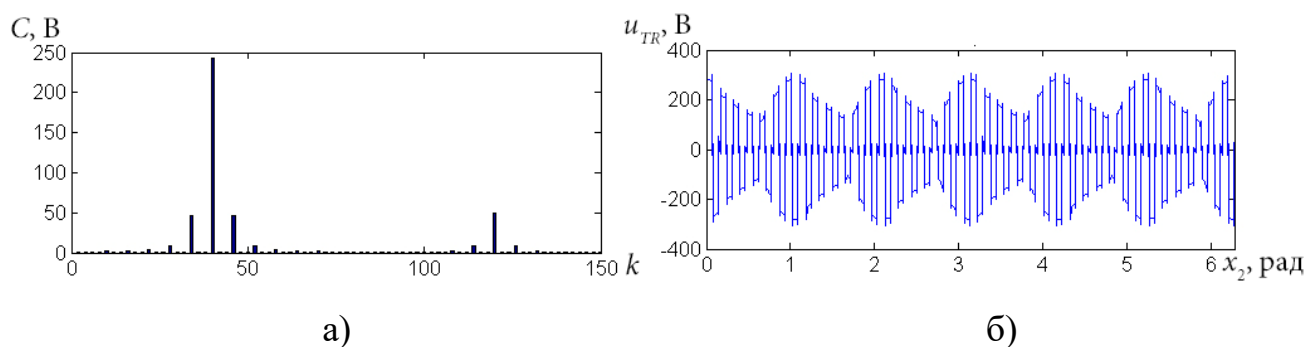


Рис. 7. Напруга на вході трансформатора інвертора з інтергармоніками:
а) спектр; б) відновлена часова залежність напруги

З аналізу спектра, рис. 7, а, та формули (35) можна зробити висновок, що при частоті роботи інвертора, що мінімум на порядок вище ніж частота напруги мережі, суттєвий вплив низькочастотних інтергармонік на роботу трансформатора відсутній. Він може проявлятися тільки за умови невеликих значень параметра P . Розглянемо два випадки невеликих значень $P = 3/2$ і $P = 4/3$, коли параметр a , формула (35), є непарним і парним відповідно. Для випадку $\gamma = 0.3$, $\delta = \pi / 7$, спектр напруги для яких зображено на рис. 8, а і б відповідно.

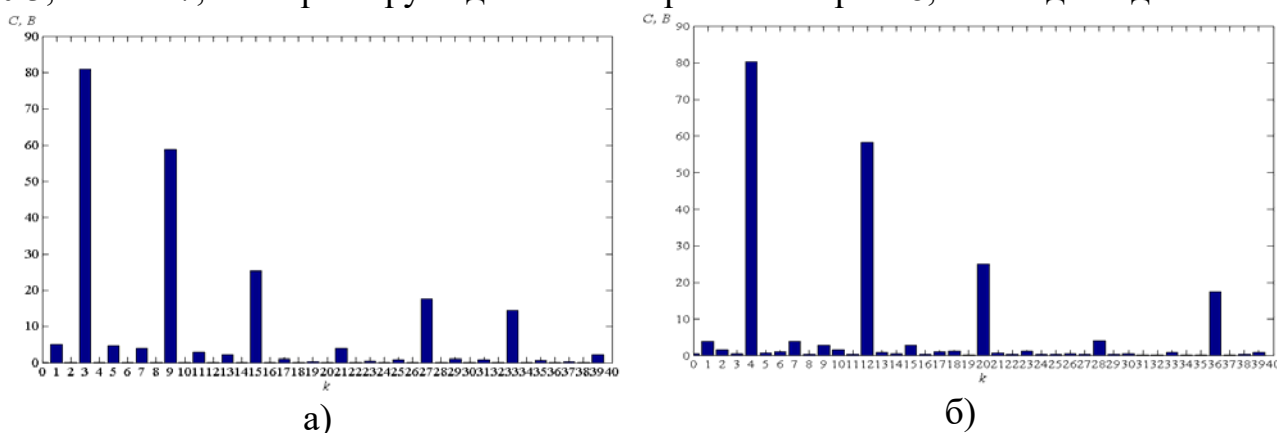


Рис. 8. Спектр напруги при: а) $P = 3/2$; б) $P = 4/3$

Для випадку $P = 3/2$ у спектрі присутні лише непарні гармоніки, основна гармоніка $k = P^* = 2P = 3$ має найбільше значення. Низькочастотна інтергармоніка з номером $k = 1$ має амплітуду, що складає 5 % від основної. Орієнтовно такі ж значення мають інтергармоніки з номерами 5 і 7. Їх сумарний вплив є доволі суттєвим і сумарно зменшує потужність трансформатора на 10 %. Для випадку $P = 4/3$ у спектрі присутні як парні так і непарні інтергармоніки, а також постійна складова, ($C_0 = 0.5$ %, $C_1 = 5$ %, $C_2 = 2$ %, $C_3 = 0.7$ %) тому їх сумарний вплив разом з високочастотними інтергармоніками з номерами $k = 5..11$ на перемагнічування є суттєвішим, ніж у попередньому випадку і може призводити до підмагнічування трансформатора та зменшення його еквівалентної потужності орієнтовно до 20 %. Тобто при дробових кратностях модуляції, що не перевищують 10, $P < 10$, для зменшення негативного впливу інтергармонік на трансформатор рекомендовано обрати значення P з непарним значенням параметра a .

Через пульсації випрямленої напруги, частота яких становить $f_{II} = 300$ Гц, в трифазній напрузі електропривода асинхронного двигуна також виникають

інтергармоніки, частота і значення яких залежать від частоти напруги, що формуються інвертором.

Інтергармоніки створюють додаткове підмагнічування магнітопровода асинхронного двигуна, що зменшує його вихідну потужність та спричинює додаткові втрати. На відміну від вищих гармонік, спричинених модуляцією напруги, інтергармоніки, викликані пульсацією випрямленої напруги, можуть мати нижчу або того ж порядку частоту, що і основна гармоніка, та не придушуватимуться фільтром. Тому інтергармоніки, що оцінюються коефіцієнтом підмагнічування B , можуть істотно підмагнічувати асинхронний двигун:

$$B = n_1 \sqrt{\sum_{k=1}^q \frac{C_{i(k)}^2}{k^2}} / I_{\max}, \quad (37)$$

де n_1 – номер основної гармоніки, $C_{i(k)}$ – діюче значення інтергармоніки з номером k , I_{\max} – номінальне діюче значення струму фази двигуна.

Інтергармоніки з'являються у випадку дробового значення хоча б одного з параметрів – кратності модуляції ШІМ P або кратності модуляції випрямленої напруги P_3 . У цьому випадку розраховується найменше спільне кратне V кратностей модуляції P , P_3 на періоді визначення спектра та визначаються нові значення кратностей модуляції P^+ , P_3^+ :

$$P^+ = V \cdot P; \quad P_3^+ = V \cdot P_3. \quad (38)$$

Спектральні компоненти $C_{(m_1)(m_2)(m_3)^+}$ для режиму з інтергармоніками розраховують за формулами:

$$C_{(m_1)(V(2m_2-1))(m_3)^+} = -\frac{6U_m j(-1)^{m_1}}{\pi^2 m_1 (36m_3^2 - 1)} J_{2m_2-1}(m_1 \pi \mu); \quad (39)$$

$$C_{(0)(V)(m_3)^+} = -\frac{3\mu U_m j(-1)^{m_3}}{\pi(36m_3^2 - 1)}; \quad C_{(0)(-V)(m_3)^+} = \frac{3\mu U_m j(-1)^{m_3}}{\pi(36m_3^2 - 1)};$$

$$C_{(0)(V(2m_2-1))(m_3)^+} = 0, m_2 \neq 1, m_2 \neq 0.$$

Формула для розрахунку гармоніки з номером $2k - 1$ є такою:

$$C_{2k-1} = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \sum_{m_3=-\infty}^{\infty} C_{(m_1)(2k-1-m_1P^+-m_3P_3^+)(m_3)^+}, 2k-1-m_1P^+-m_3P_3^+ = lV, \quad (40)$$

де l – непарне число.

Формула (40) використана для розрахунку спектра модульованої напруги з параметрами $P = 6.4$, $P_3 = 4.4$, $\mu = 0.8$, $U_m = 300$ В. Форма напруги на виході плеча мостового інвертора та її спектр показані на рис. 9, а та б відповідно.

Як видно з рис. 9, а кратність модуляції P на 1, 3, 5 періодах складає шість, $P = 6$, а на 2, 4 – $P = 7$, що є результатом дробового значення кратності модуляції $P = 6.4$, що разом з пульсацією напруги створюють інтергармонічні спотворення. У спектрі, зображеному на рис. 9, б, перша гармоніка модулюючої функції відповідає номеру гармоніки $k = 5$, всі інші гармоніки, що мають істотно відмінні від нуля значення, є інтергармоніками, оскільки їх значення не кратні п'яти, а саме $k = 17, 27, 37, 39, 47, 49, 59, 61, 69, 71$ і т.д., що суттєво погіршують режим роботи двигуна.

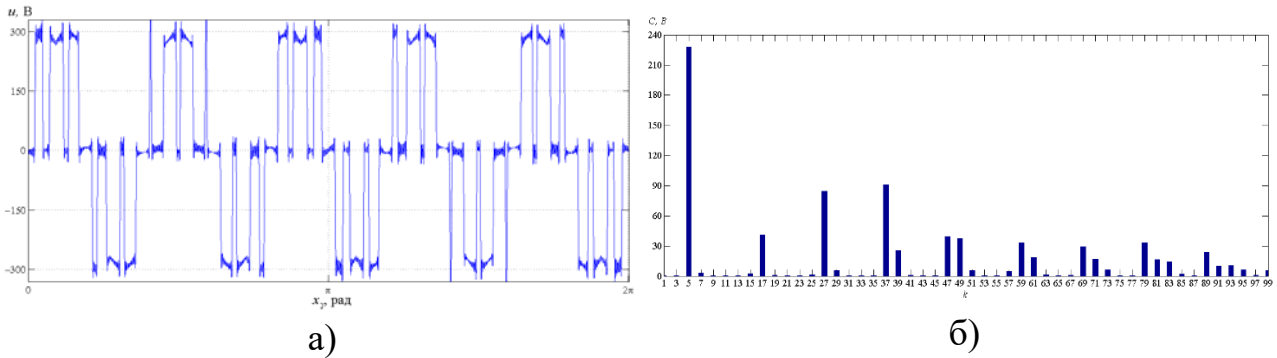


Рис. 9. Форма напруги а) та спектр модульованої напруги з інтергармоніками б)

Низькочастотні інтергармоніки на відміну від вищих гармонік, причиною виникнення яких є модуляція напруги, не усуваються індуктивністю фаз двигуна, оскільки їх частота має той же порядок, що і перша гармоніка струму. Тому їх негативний вплив на двигун не може бути усунутий у звичний спосіб – встановленням додаткових фільтрів.

Параметри якості електроенергії, що використовують у дослідженні для кількісної оцінки впливу інтергармонік на двигун, є такими:

- коефіцієнт підмагнічування B , розрахований за формулою (37);
- коефіцієнт низькочастотних нелінійних спотворень THD_{lf} :

$$THD_{lf} = \sqrt{\sum_{k \in \Lambda} Y_k^2} / Y_1, \quad (41)$$

де Λ – множина низькочастотних гармонік, включно з інтергармоніками, Y_1 – діюче значення першої гармоніки, Y_k – діюче значення низькочастотних гармонік. Значення параметра THD_{lf} показує до якого граничного значення можуть бути зменшені нелінійні спотворення струму, за умови використання фільтра.

Значення параметрів B і THD_{lf} залежать від параметрів модуляції: P , P_3 , μ і при певних комбінаціях значень параметрів модуляції, значення параметрів якості електроенергії можуть мати критично несприятливі значення.

Зрозуміло, що найгірші значення параметрів B і THD_{lf} спостерігаються при менших значеннях параметрів кратності модуляції P і P_3 . При розрахунку параметрів варто враховувати лише низькочастотні гармоніки та інтергармоніки, які не придушуються фільтром.

Формули для розрахунку параметрів B і THD_{lf} є такими:

$$THD_{lf} = \frac{1}{\mu} \sqrt{2 \sum_{m_3=1}^M \frac{1}{(36m_3^2 - 1)^2} \left(\frac{2}{3} - \frac{1}{3} \left(e^{j2\pi(2k_i-1)/(3V)} + e^{-j2\pi(2k_i-1)/(3V)} \right) \right)^2}; \quad (42)$$

$$B = V \sqrt{2 \sum_{m_3=1}^M \frac{1}{(2k_i - 1)^2 (36m_3^2 - 1)^2} \left(\frac{2}{3} - \frac{1}{3} \left(e^{j2\pi(2k_i-1)/(3V)} + e^{-j2\pi(2k_i-1)/(3V)} \right) \right)^2}. \quad (43)$$

Після спрощень формул (42) і (43) отримано такі результати:

$$THD_{lf \min} = 0.0236/\mu; \quad THD_{lf \max} = 0.0688/\mu. \quad (44)$$

$$B = \frac{2}{36\sqrt{3}} \left(\frac{1}{P_3^2} \left(\frac{\pi^6}{945} + \left(\frac{3}{P_3^2} + \frac{1}{36^2} \right) \frac{\pi^8}{9450} + \frac{3}{36^2} \frac{\pi^{10}}{93555P_3^2} \right. \right. \\ \left. \left. - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi}{3}P_3\right) \left(1 + \left(\frac{1}{3P_3^2} + \frac{1}{36^2} \right) + \frac{3}{36^2 P_3^2} \right) \right) \right)^{0.5}. \quad (45)$$

Слід зазначити, що мінімальне значення THD_{lfmin} відповідає умові, що параметр кратності модуляції P_3 є кратним числу 3, $P_3 = 3k$, $k \in N$, тобто коли інтергармонік не виникає. Максимальне значення THD_{lfmax} відповідає випадку $P_3 = 1.5 + 3k$, тобто у режимах з інтергармоніками.

Усунення інтергармонік, що виникають внаслідок некратності частоти обертання двигуна та частоти пульсації випрямленої напруги можливе за умови модифікації закону модуляції фазних напруг.

Для опису модифікованого закону модуляції розглянуто вплив спотворення, що вносяться накладанням пульсації випрямленої напруги u_{II} на постійну складову напруги U з утворенням фазної напруги зі спотвореннями u_{Φ}^* .

Компенсацію спотворень доцільно проводити вибірково, використовуючи значення спектра фазної напруги u_{Φ}^* . Обравши гармоніки та інтергармоніки, які потрібно усунути, формується задавальна дія y_{M3} для модифікованого модульованого сигналу:

$$y_{M3} = -\sum_{k=1}^l (a_k \cos(kx_2) + b_k \sin(kx_2)), \quad (46)$$

де l – кількість гармонік та інтергармонік, що усувається, a_k , b_k – амплітуди косинусної і синусної складових гармоніки k .

Задавальна дія модифікованого модульованого сигналу, використовується для корекції координат переднього α_{Pi} і заднього α_{3i} фронтів імпульсу ШІМ з номером i на кути $\Delta\alpha_{Pi}$ і $\Delta\alpha_{3i}$, що розраховуються з інтегральних рівнянь:

$$\int_{\frac{2\pi}{P}(i-1)}^{\alpha_{Pi}} y_{M3}(x_2) dx_2 = \int_{\alpha_{Pi}-\Delta\alpha_{Pi}}^{\alpha_{Pi}} (U + u_{II}(x_2)) dx_2; \int_{\alpha_{3i}}^{\frac{2\pi}{P}i} y_{M3}(x_2) dx_2 = \int_{\alpha_{3i}}^{\alpha_{3i}+\Delta\alpha_{3i}} (U + u_{II}(x_2)) dx_2. \quad (47)$$

Після ряду перетворень отримано формули для розрахунку коригуючих кутів $\Delta\alpha_{Pi}$ і $\Delta\alpha_{3i}$:

$$\Delta\alpha_{Pi} = -\frac{V}{U_m \cos(V(\alpha_{Pi} - \pi/6))} \sum_{k=1}^l \frac{1}{k} (a_k (\sin(k\alpha_{Pi}) - \sin(k2\pi(i-1)/P)) - \\ - b_k (\cos(k\alpha_{Pi}) - \cos(k2\pi(i-1)/P))); \quad (48)$$

$$\Delta\alpha_{3i} = -\frac{V}{U_m \cos(V(\alpha_{3i} + \pi/6))} \sum_{k=1}^l \frac{1}{k} (a_k (\sin(k\alpha_{Pi}) - \sin(k2\pi(i-1)/P)) - \\ - b_k (\cos(k\alpha_{Pi}) - \cos(k2\pi(i-1)/P))). \quad (49)$$

Розглянемо випадок придушення інтергармонік модульованої напруги з параметрами $P = 20$ та $P_3 = 5.25$, $\mu = 0.8$, спектр якої показано на рис. 10. Параметр V для цього випадку рівний чотирьом, $V = 4$. Загалом інтергармоніки з

найбільшими значеннями мають номери, що є комбінаціями гармонік процесів, що мають найбільші значення. Як правило це перші ненульові гармоніки процесів, що утворюють інтергармоніки.

З аналізу спектра, зображеного на рис. 10, можна зробити висновок, що пульсація випрямленої напруги спричинила появу двох низькочастотних інтергармонік з номерами k_{int1} , k_{int2} , що утворились як комбінаційні гармоніки першої гармоніки модульованого сигналу з номером $V = 4$ та першої гармоніки випрямленої напруги з номером $V \cdot P_3 = 21$ з найменшим комбінаційним індексом $m = 1$: $k_{int1} = V \cdot P_3 - V = 17$, $k_{int2} = V \cdot P_3 + V = 25$, та зменшення амплітуди першої гармоніки на 4.7 %. Значення наступних інтергармонік з модуляційним індексом $m = 2$ з номерами $k_{int3} = V \cdot P_3 - 2V = 13$, $k_{int2} = V \cdot P_3 + V = 29$ є суттєво меншими, ніж інтергармонік з номерами k_{int1} , k_{int2} , тому вони не враховуються у задавальній дії u_{M3} , що показана на рис. 11 разом із коригуючим модульованим сигналом $\Delta\alpha$ базового модульованого сигналу.

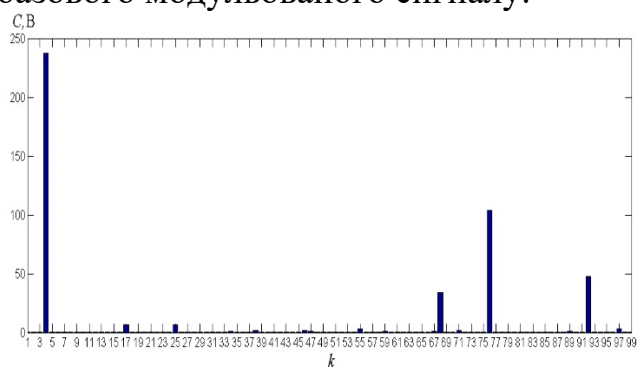


Рис. 10. Спектр модульованої напруги з інтергармоніками

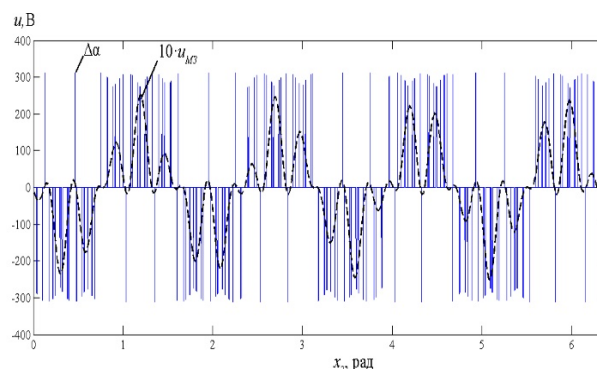


Рис. 11. Задавальна дія u_{M3} та коригуючий модульований сигнал $\Delta\alpha$

Після додавання коригуючого модульованого сигналу $\Delta\alpha$ до базового, отриманого за законом ШІМ, отримано модифікований модульований сигнал, спектр якого зображено на рис. 12.

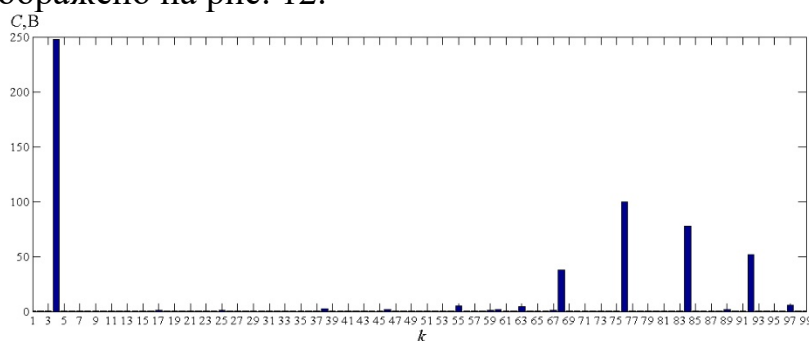


Рис. 12. Спектр модифікованого модульованого сигналу

З аналізу спектра, зображеного на рис. 15, можна зробити висновок, що амплітуда інтергармоніки з номером $k_{int1} = 17$ зменшилась в 9.8 разів, інтергармоніки $k_{int2} = 25$ – зменшилась в 5.7 разів, похибка формування амплітуди першої гармоніки зменшилась з 4.7 % до 0.4 %. При цьому коефіцієнт інтергармонічних спотворень THD_{if} зменшився зі значення 0.046 до 0.029 тобто на 37 %.

Для можливості усунення інтергармонік в контурі системи керування у реальному масштабі часу пропонується наступна методика її роботи:

1. Формування модульованої напруги трифазного інвертора на основі методу ШІМ та запис позицій фронтів модуляції в таблицю.

2. Розрахунок значень першої гармоніки та інтергармонік з комбінаційним індексом $m = 1$ за формулами (39) і (40).

3. Якщо значення амплітуд інтергармонік з комбінаційним індексом $m = 1$ є меншим за порогове, закінчення розрахунку інтергармонік, в інакшому випадку збільшення значення комбінаційного індексу на одиницю і продовження розрахунку інтергармонік, доки їх значення не стане менше порогового.

4. Формування задавальної дії u_{M3} модифікованого модульованого сигналу.

5. Розрахунок коригуючого модульованого сигналу $\Delta\alpha$ за формулами (48) і (49) та модифікованого модульованого сигналу.

Пункти 2-5 методики потребують додаткових розрахунків у порівнянні зі звичайною методикою формування модульованого сигналу, однак враховуючи їх незначний обсяг, алгоритм зменшення інтергармонік, реалізований на її основі, може бути виконаний у реальному масштабі часу.

У шостому розділі ряд Фур'є двох змінних використано для розрахунку кількості комірок зарядного пристрою на основі перетворювача SEPIC, що забезпечує необхідне значення коефіцієнта потужності χ та коефіцієнта нелінійних спотворень THD при заряджанні двох гальванічно розв'язаних батарей від мережі змінного струму.

Протягом заряджання струм комірок може мати граничний або переривчастий характер, тому доцільно проаналізувати спектр у двох згаданих режимах. Для опису спектра струму комірки достатньо двох змінних ряду Фур'є x_1 та x_2 , що є аргументами носійної $y_H(x_1)$ та модулюючої $y_M(x_2)$ функцій.

У режимі граничного протікання струму (ГРП) перетворювач SEPIC має два інтервали роботи: інтервал наростання струму на проміжку $x_1 \in [0, 2\pi\gamma)$ та інтервал спадання струму на проміжку $x_1 \in [2\pi\gamma, 2\pi)$. Зважаючи на це, струм комірки i_{cell} на періоді носійної функції можна описати співвідношеннями:

$$i_{cell}(x_1) = \begin{cases} \frac{A \sin(x_2) x_1}{2\pi\gamma}, & 0 \leq x_1 < 2\pi\gamma; \\ \frac{A \sin(x_2)(2\pi - x_1)}{2\pi(1-\gamma)}, & 2\pi\gamma \leq x_1 < 2\pi. \end{cases} \quad (50)$$

Спектральні компоненти $C_{(m_1)(m_2)}$ узагальненого ряду Фур'є відповідно до формули (50) розраховуються наступним чином:

$$\begin{aligned} C_1 &= j \frac{A}{2}; \\ C_{2k-1} &= 0, 2k-1 \neq m_1 P + 1, 2k-1 \neq m_1 P - 1; \\ C_{m_1 P + 1} &= j \frac{A(1 - e^{2j\gamma m_1 \pi})}{4\pi^2(\gamma - 1)\gamma m_1^2}; C_{m_1 P - 1} = -j \frac{A(1 - e^{2j\gamma m_1 \pi})}{4\pi^2(\gamma - 1)\gamma m_1^2}. \end{aligned} \quad (51)$$

Спектральні компоненти $C_{(m_1)(m_2)\Sigma}$ струму модульного перетворювача з N комірками, є сумою спектральних компонент кожної комірки, зсунутих на кут

$e^{j2\pi m_1/N}$. Зважаючи на зменшення кількості ненульових значень спектральних компонент у сумарному струмі, його форма має менші спотворення:

$$\begin{aligned} C_1 &= j \frac{NA}{2}; \\ C_{2k-1} &= 0, 2k-1 \neq m_1 NP + 1, 2k-1 \neq m_1 NP - 1; \\ C_{m_1 NP+1} &= j \frac{A(1 - e^{2j\gamma m_1 N\pi})}{4\pi^2(\gamma-1)\gamma m_1^2 N}; C_{m_1 NP-1} = -j \frac{A(1 - e^{2j\gamma m_1 N\pi})}{4\pi^2(\gamma-1)\gamma m_1^2 N}. \end{aligned} \quad (52)$$

У переривчастому режимі (ПРП) з відносною тривалістю нульової паузи γ_z струм комірки i_{cell} визначено співвідношенням:

$$i_{cell}(x_1) = \begin{cases} \frac{A \sin(x_2) x_1}{2\pi\gamma}, & 0 \leq x_1 < 2\pi\gamma; \\ \frac{A \sin(x_2)(2\pi(1-\gamma_z) - x_1)}{2\pi(1-\gamma-\gamma_z)}, & 2\pi\gamma \leq x_1 < 2\pi(1-\gamma_z); \\ 0, & 2\pi(1-\gamma_z) \leq x_1 < 2\pi. \end{cases} \quad (53)$$

Спектральні компоненти $C_{(m_1)(m_2)\Sigma}$ струму модульного перетворювача з N комірками розраховуються за формулою:

$$\begin{aligned} C_1 &= j \frac{AN}{2}(1-\gamma_z); \\ C_{2k-1} &= 0, 2k-1 \neq m_1 P + 1, 2k-1 \neq m_1 P - 1; \\ C_{m_1 NP+1} &= \frac{jANe^{-2j\gamma_z m_1 N\pi}(\gamma + e^{2j(\gamma+\gamma_z)m_1 N\pi}(\gamma_z-1) - e^{2j\gamma_z m_1 N\pi}(\gamma_z+\gamma-1))}{4\pi^2(\gamma+\gamma_z-1)(\gamma m_1)N^2}; \\ C_{m_1 NP-1} &= -\frac{jANe^{-2j\gamma_z m_1 N\pi}(\gamma + e^{2j(\gamma+\gamma_z)m_1 N\pi}(\gamma_z-1) - e^{2j\gamma_z m_1 N\pi}(\gamma_z+\gamma-1))}{4\pi^2(\gamma+\gamma_z-1)\gamma(m_1 N)^2}. \end{aligned} \quad (54)$$

Розглянемо принцип розрахунку коефіцієнта потужності χ та коефіцієнта нелінійних спотворень THD у режимі ГРП для заданої кількості комірок N . Діюче значення струму $I_{in_RMS(N)}$ розраховується за формулою:

$$I_{in_RMS(N)} = \frac{AN}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{(\gamma N - \lfloor \gamma N \rfloor)((\gamma N - \lfloor \gamma N \rfloor) - 1)}{(\gamma - 1)\gamma N} \right)^2}. \quad (55)$$

Параметри χ_N і THD_N модульного перетворювача розраховуються на основі формули (55):

$$\chi_N = \left(\sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{(\gamma N - \lfloor \gamma N \rfloor)((\gamma N - \lfloor \gamma N \rfloor) - 1)}{(\gamma - 1)\gamma N} \right)^2} \right)^{-1}; \quad (56)$$

$$THD_N = \frac{\left(\frac{(\gamma N - [\gamma N])(1 - (\gamma N - [\gamma N]))}{(1 - \gamma)\gamma N} \right)}{\sqrt{3 + \left(\frac{(\gamma N - [\gamma N])(\gamma N - [\gamma N] - 1)}{(\gamma - 1)\gamma N} \right)^2}}. \quad (57)$$

Значення параметрів якості електроенергії для режиму з нульовою паузою γ_z розраховуються аналогічно.

Функціональна залежність параметрів χ_N і THD_N від коефіцієнта заповнення імпульсів γ для $N = 1, 2, 3, 4$ комірок в режимі ГРП показана на рис. 13, а і б відповідно.

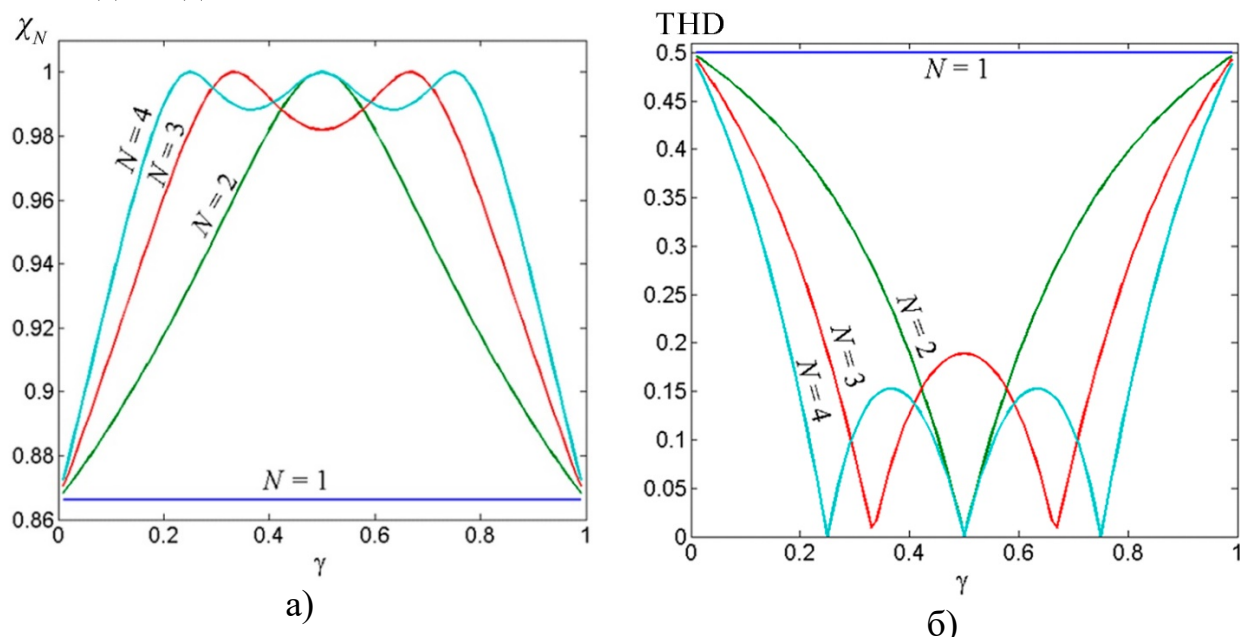


Рис. 13. Функціональна залежність параметрів χ_N а) і THD_N б) від коефіцієнта заповнення імпульсів γ і кількості комірок N

З аналізу даних, наведених на рис. 13, можна зробити висновок, що збільшення кількості комірок N значно покращує значення параметрів χ_N і THD_N та розширює діапазон γ , де вони мають задовільні значення, $\gamma \in [1/N; 1-1/N]$. Однак через значне перевантаження за напругою ключових елементів перетворювача при $\gamma > 0.5$, робочий діапазон роботи перетворювача обмежується значеннями $\gamma \in [1/N; 0.5]$.

Функціональна залежність χ_{Np} і THD_{Np} у режимі ПРП є більш складною через наявність додаткового параметра – відносної тривалості нульової паузи γ_z . При цьому спостерігається погіршення значень χ і THD зі збільшенням параметра γ_z , однак зі збільшенням кількості комірок ця негативна залежність проявляється не так суттєво.

Розраховані значення параметрів χ і THD дійсні для постійних значень параметрів γ та γ_z . Протягом процесу заряджання струм і напруга заряджання батареї постійно змінюються і відповідно змінюються параметри γ та γ_z . Тому при виборі комірок зарядного пристрою N доцільно визначити функціональну

залежність параметрів γ та γ_z від часу протягом всього процесу заряджання, $\gamma = f(t)$, $\gamma_z = f(t)$, і оцінити середньозважені залежності параметрів χ і THD протягом всього процесу заряджання.

Акумуляторна батарея заряджається комбінованим методом:

- у режимі постійного струму (ПС) з ЧІМ з постійною тривалістю паузи та ГРП;

- у режимі постійної напруги (ПН) з ЧІМ з постійним параметром γ та ГРП без обмеження частоти;

- у режимі ПН з ШІМ з ПРП при обмеженні максимальної частоти на рівні f_{\max} .

При цьому слід мати на увазі, що через повільну зміну параметрів протягом процесу заряджання відносно періоду напруги мережі, вищеперераховані режими є глобальними стратегіями керування зарядним пристроєм, тоді як локально на кожному окремому періоді напруги використовується ШІМ модуляція з постійними параметрами, значення яких перераховуються на початку кожного наступного напівперіода напруги мережі.

Протягом процесу заряджання коефіцієнт заповнення імпульсів зростає від мінімального γ_{\min} до максимального γ_{\max} значення. При цьому найкращі значення параметри якості електроенергії мають в околі точки $\gamma = 0.5$. Зважаючи на обмеження на параметр γ , $\gamma \leq 0.5$, зумовлене значними перевантаженнями ключових елементів перетворювача у режимі $\gamma > 0.5$, доцільно встановити максимальне значення γ еквівалентне прийнятому обмеженню, $\gamma_{\max} = 0.5$.

Формула, що описує середньозважене значення коефіцієнта нелінійних спотворень THD_{av} , з врахуванням розглянутих режимів заряджання має такий вид:

$$THD_{av} = \left(\int_0^{T_{ПС}} THD(\gamma(t)) \cdot I_{CC} \cdot u_b(t) dt + \int_0^{T_{ПН_ГРП}} THD(\gamma_{\max}) \cdot U_{b_{\max}} \cdot i_b(t) dt + \int_0^{T_{ПН_ПРП}} THD(\gamma(t)) \cdot U_{b_{\max}} \cdot i_b(t) dt \right) / \left(T_{charge} \int_0^{T_{charge}} p(t) dt \right), \quad (58)$$

де $T_{ПС}$, $T_{ПН_ГРП}$, $T_{ПН_ПРП}$ – тривалості заряджання батареї у режимах ПС, ПН з ГРП, ПН з ПРП відповідно, u_b , i_b – миттєві значення напруги і струму батареї, T_{charge} – сумарний час заряджання батареї, $p(t)$ – часова залежність зарядної потужності, I_{CC} – значення постійного зарядного струму, $U_{b_{\max}}$ – максимальна напруги батареї під час заряджання.

Підставивши отримані значення до формули (58) та проінтегрувавши її складові для випадку $N = 2, 3, 4$ отримаємо такі значення: для $N = 2$ $THD_{av} = 0.157$, для $N = 3$ $THD_{av} = 0.113$, для $N = 4$ $THD_{av} = 0.092$.

Отже, цільове значення для коефіцієнта нелінійних спотворень $THD_{goal} = 0.10$ досягається для $N = 4$ комірок. Для заданої кількості комірок у табл. 2 наведено розрахункові значення параметрів THD і χ для робочого діапазону параметра γ . У результаті вимірювання наведених параметрів на прототипі зарядного пристрою отримано масив значень, наведених у табл. 3.

Таблиця 2. Розрахункові значення параметрів χ та THD

Γ	THD	η
0.15	0.150	0.989
0.2	0.119	0.993
0.25	0.078	0.997
0.3	0.090	0.996
0.35	0.100	0.995
0.4	0.100	0.995
0.45	0.090	0.996
0.5	0.078	0.995

Таблиця 3. Виміряні значення параметрів χ та THD

γ	$THD (i_g)$	X	$\eta, \%$	$THD(u_g)$
0.15	0.180	0.984	88.5	0.027
0.2	0.124	0.988	90.6	0.026
0.25	0.100	0.995	91.9	0.028
0.3	0.110	0.994	92.3	0.024
0.35	0.119	0.993	92.6	0.027
0.4	0.110	0.994	92.8	0.024
0.45	0.110	0.994	92.7	0.029
0.5	0.100	0.995	92.4	0.026

Доволі високе значення ККД, що в окремих режимах наближається до значення $\eta = 93 \%$ свідчить про високу ефективність модульної топології SEPIC. А отримані значення коефіцієнта нелінійних спотворень THD і коефіцієнта потужності χ , наведені у табл. 3 у цілому збігаються з теоретично виведеними залежностями, результати розрахунку яких у окремих точках наведені у табл. 2, що свідчить про ефективність використання узагальненого ряду Фур'є для вибору кількості комірок модульного зарядного пристрою.

Наведені у роботі результати застосування узагальненого ряду Фур'є декількох змінних свідчать про ефективність методу у випадку представлення сигналу струму або напруги, що утворені внаслідок взаємодії декількох процесів, а саме: 1) вхідної напруги; 2) збурень, наведених на вхідну або вихідну напругу; 3) модульованої задавальної дії. Використання узагальненого ряду Фур'є дозволяє компактно описати утворений струм або напругу в аналітичній формі та використовувати отримані вирази для аналізу спектральних властивостей та формування законів керування. Завдяки використанню узагальненого ряду Фур'є при вирішенні таких задач, як: 1) аналіз інтергармонік; 2) опис сигналів зі складними законами модуляції, наприклад з використанням декількох модулюючих функцій; 3) синтез математичних моделей струмів і напруг в частотній області; 4) формування законів керування за значенням параметрів якості електроенергії, отримуються суттєві переваги у порівнянні з рядом Фур'є однієї змінної. Серед них доречно виділити такі:

по-перше, у задачах аналізу: 1) опис одним математичним виразом напруги або струму, утворених в результаті взаємодії модулюючих функцій і збурюючих факторів; 2) зменшення кількості операцій при розрахунку інтегральних показників при зміні параметрів; 3) перехід від чисельного опису струмів і напруг при врахуванні збурюючих факторів і модулюючих функцій з використанням ряду Фур'є однієї змінної до аналітичного виду при застосуванні узагальненого ряду Фур'є;

по-друге, у задачах синтезу та проектування – досягнення значного зменшення кількості розрахунків.

Зменшення кількості розрахунків за умови використання узагальненого ряду Фур'є залежить від: 1) аналізованого спектрального діапазону; 2) кількості наборів

можливих значень параметрів для розрахунку струму і напруги; 3) типу показників, для яких проводиться розрахунок; 4) кількості факторів, що впливають на спектр струму або напруги; 5) необхідного значення похибки розрахунків.

Загалом складність алгоритму розрахунку спектра на основі узагальненого ряду Фур'є декількох змінних прямує до мінімально можливої теоретичної межі $O(N)$. За умови використання запропонованого метода у реальному масштабі часу також важливими є складність розрахунку:

- окремих гармонік, при цьому складність алгоритму складає $O(N^{1/M})$, що значно менше ніж у аналогів з трудомісткістю $O(N)$;

- інтегральних показників якості, при цьому завдяки аналітичному опису спектра в згорнутій формі складність складає $O(1)$, тобто не залежить від кількості аналізованих гармонік N , тоді як у інших методах для розрахунку параметрів якості електроенергії потрібно виконати $O(N)$ операцій;

- при багаторазовому перерахунку спектра при аналізі режимів роботи перетворювачів зі зміною окремих параметрів збурень. У цьому випадку при розрахунку спектра повторно використовуються розраховані спектральні компоненти, що дозволяє у разі пришвидшити алгоритм розрахунку.

Порівняння розробленого метода з існуючими методами наведено у табл. 4.

Таблиця 4. Переваги метода розрахунку спектра на основі узагальненого ряду Фур'є декількох змінних.

Метод	Складність розрахунку		
	Спектр	Гармоніка	Параметр якості
Одношарова нейронна мережа	$O(N^2)$	$O(N)$	$O(N)$
Віконне перетворення Фур'є	$O(N^2)$	$O(N)$	$O(N)$
Параметричні та кореляційні методи на основі швидкого перетворення Фур'є	$O(N \log(N))$, $O(N^2)$	$O(N)$	$O(N)$
Перетворення Гільберта-Хуанга	$O(N \log(N))$	-	$O(N)$
Швидке перетворення Фур'є	$O(N \log(N))$	$O(N)$	$O(N)$
Вейвлет перетворення	$O(N)$	-	$O(N)$
Пропонований метод	$O(N)$	$O(N^{1/M})$	$O(1)$

Наведені переваги метода є особливо важливим при використанні узагальненого ряду Фур'є у системах керування, що дозволяє використовувати ефективні алгоритми керування перетворювачами за значеннями параметрів якості електроенергії і, тим самим зменшувати їх динамічні втрати та покращувати якість електроенергії. Як показано в роботі використання запропонованого метода дозволяє синтезувати закони керування у реальному масштабі часу, що придушують інтергармоніки та покращують параметри якості електроенергії.

ВИСНОВКИ

У роботі вирішена наукова технічна проблема підвищення ефективності інтергармонічного аналізу та керування напівпровідниковими перетворювачами на основі побудови теорії спектрального аналізу та синтезу законів керування базованих на теорії ряду Фур'є декількох змінних.

При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні наукові результати:

1. Показано негативний вплив інтергармонік на значення параметрів електроенергії та складність їх розрахунку через невизначеність і постійну зміну періоду інтегрування, що зумовлюють низьку ефективність використання чисельних методів аналізу інтергармонік та ускладнюють синтез законів модуляції напруги при врахуванні інтергармонік. Доведено, що аналітичні методи розрахунку на основі ряду та перетворення Фур'є через жорстку прив'язку до періоду інтегрування є неефективними і потребують перерахунку спектра при зміні параметрів модуляції.

2. Запропоновано представлення модульованих сигналів у просторі декількох незалежних змінних і формування узагальнених спектральних характеристик сигналу в M -вимірному просторі з використанням узагальненого ряду Фур'є декількох змінних.

3. Показано, що спектральні компоненти ряду Фур'є двох змінних розширюються на довільну кількість змінних, що дозволяє спростити використання розробленого математичного апарату при описі багатопараметричних модульованих сигналів.

4. Розроблений алгоритм швидкого перетворення Фур'є для декількох змінних, трудомісткість якого еквівалентна трудомісткості алгоритму у просторі однієї змінної, дозволяє значно пришвидшити чисельний розрахунок спектральних компонент модульованих сигналів зі складними законами модуляції.

5. Показано, що метод розрахунку спектра модульованих сигналів зі змінною частотою носійної функції, дозволяє використовувати узагальнений ряд Фур'є для адаптивних методів модуляції, зокрема для частотно-імпульсної та програмної модуляції.

6. Розроблено принцип керування за значенням параметрів якості електроенергії, представлених у згорнутому параметричному виді, що дозволяє на декілька порядків зменшити обсяг математичних операцій та дає можливість реалізувати принцип регулювання значень параметрів якості електроенергії у системах керування напівпровідниковими перетворювачами у реальному масштабі часу.

7. Розроблений принцип керування однофазним інвертором за значенням коефіцієнта гармонік підтвердив зменшення обсягу математичних операцій мінімум на два порядки при похибці розрахунків не вище 1 %, зменшення на порядок обсягу динамічних втрат завдяки зменшенню значення параметра кратності модуляції при максимальних навантаженнях, що підтверджено моделюванням у середовищі MatLab Simulink®.

8. Запропоновано використовувати метод модуляції ЧІМ з інвертуванням полярності кожного другого імпульсу, описаний в базисі ряду Фур'є двох змінних, та доведено зменшення масогабаритних параметрів перетворювача із

забезпеченням необхідного значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги при глибині модуляції, що перевищує значення 0.85 при рівності мас трансформатора та фільтра, та зменшення масогабаритних показників перетворювача у всьому діапазоні значень глибини модуляції максимум втричі, при співвідношенні мас трансформатора та фільтра у пропорції 4:1.

9. Уперше розраховано рівень інтергармонічних спотворень при живленні регульованого електропривода асинхронного двигуна, та показано, що значення коефіцієнта низькочастотних гармонічних спотворень має мінімальне значення $0.024/\mu$, з глибиною модуляції μ , у режимі зі значенням кратності модуляції кратному числу 3, а максимальне значення – $0.069/\mu$ у режимах з інтергармоніками.

10. Розроблено метод зменшення інтергармонічних складових у трифазному інверторі регульованого електропривода, обчислювальна складність якого дозволяє реалізувати його у контурі системи керування, що працює у реальному масштабі часу та дозволяє знизити рівень інтергармонічних спотворень на порядок при зменшенні коефіцієнта нелінійних інтергармонічних спотворень з 4.6 % до 2.9 %.

11. На основі узагальненого ряду Фур'є розроблено методику розрахунку кількості комірок модульного зарядного пристрою з використанням розрахункових співвідношень параметрів якості електроенергії. Проведена практична перевірка підтвердила теоретично отримані значення коефіцієнта потужності – не менше 0.99, коефіцієнта нелінійних спотворень – не більше 0.1 при коефіцієнті корисної дії не менше 0.92.

12. Запропонований метод розрахунку спектра має складність $O(N)$ нарівні з вейвлет перетворенням, що є теоретичною нижньою межею складності розрахунку спектра, однак на відміну від вейвлет перетворення запропонований метод дозволяє розраховувати значення окремих гармонік зі складністю $O(N^{1/M})$ та параметрів якості зі складністю $O(1)$ відповідно, що свідчить про його ефективність використання у системах керування, що синтезують закони керування у реальному масштабі часу та забезпечують покращення параметрів якості приблизно в 2 рази.

13. Отримані наукові результати використані для розробки експериментального зразка модульного зарядного пристрою в рамках проекту «Research and Development of Electrical, Information and Material Technologies for Low Speed Rehabilitation Vehicles for Disabled People».

14. Наукові результати впроваджено в учбовий процес – дисципліни «Теорія інформації та обробка сигналів», «Пристрої перетворювальної техніки», «Системи електроживлення електронної апаратури».

15. Розроблені методи та методики використано для створення програмного забезпечення систем керування однофазним інвертором та модульним зарядним пристроєм.

16. Адаптивні принципи модуляції було використано для узгодження режимів роботи декількох паралельно під'єднаних джерел енергії при розробці двох патентів: патент на винахід № 108127 "Спосіб формування синусоїдальної напруги на основі перетворювача з амплітудно-широотно-імпульсною модуляцією та пристрій для його реалізації", патент на винахід № 118584 «Пристрій компенсації реактивної потужності у перехідних і усталених режимах».

ОСНОВНІ ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Монографія

1. Вербицкий С.В., Кисельова А. Г., Осипенко К. С. Контекстно-залежне керування автономними системами електроживлення: під загальною редакцією д.т.н. Жуйкова В.Я. – К.: Аверс, 2015. – 187 с. (*Здобувачем розроблені спеціалізовані закони модуляції напівпровідниковими перетворювачами для контекстно-залежного керування джерелами енергії*).

Публікації у фахових виданнях:

2. Е.В. Вербицкий, А.Г. Киселева. Использование контекстных данных при управлении распределенной сетью электропитания. *Технічна електродинаміка* – 2016, № 1, с. 55-59. (*Здобувачем синтезовано закон керування розподіленою мережею із задавальною дією на основі контекстних даних*), (Scopus).

3. Ромашко В.Я., Вербицкий С.В., Киричек С.І. Аналіз втрат енергії в системі відбору максимальної потужності сонячної батареї. *Технічна електродинаміка* – 2014, № 4, с. 55-57. (*Здобувачем запропоновано принцип керування пристроєм відбирання максимальної потужності*), (Scopus).

4. Zhuikov, V.J., Verbytskyi, I.V., Kyselova, A.G. Reactive power compensation approach with dynamic mode of load current. *Technical Electrodynamics* – 2018, № 4, pp. 47-52. (*Здобувачем запропонована методика компенсація реактивної потужності та алгоритм її реалізації*), (Scopus).

5. Verbytskyi I.V., Zhuikov V.J. Asynchronous motor drive interharmonics calculation based on generalized Fourier series of several variables. *Technical Electrodynamics*, 2020, № 2, pp. 36-42. (*Здобувачем адаптовано використання узагальненого ряду Фур'є декількох змінних для розрахунків рівня інтергармонічних спотворень у перетворювачі електропривода асинхронного двигуна*), (Scopus).

6. Bondarenko, O., Verbytskyi, I., Prokopets, V., Kaloshyn, O., Spitsyn, D., Ryzhakova, T., Kozhushko, Y. Modular Power Supply for Micro Resistance Welding. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 12(1), 2017, Pp. 20-26. (*Здобувачем синтезовано закон керування модульним перетворювачем для контактного зварювання*), (Web of Science, іноземне видання).

7. Blinov, A.; Verbytskyi, I.; Zinchenko, D.; Vinnikov, D.; Galkin, I. Modular Battery Charger for Light Electric Vehicles. *Energies*, 2020, 13, 774. (*Здобувачем розроблено закон керування та принципову схему модульного перетворювача*), (Scopus, іноземне видання).

8. Galkin, I.; Blinov, A.; Verbytskyi, I.; Zinchenko, D. Modular Self-Balancing Battery Charger Concept for Cost-Effective Power-Assist Wheelchairs. *Energies*, 2019, 12, 1526. (*Здобувачем розроблено принцип пасивного балансування акумуляторних батаерей*), (Scopus, іноземне видання).

9. Жуйков В.Я. Вербицкий Е.В., Осипенко К.С. Формирование синусоидального напряжения разнотипными источниками энергии. Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2013, № 8(114), Т.2, с. 104-107. (*Здобувачем розроблено закон модуляції для паралельно під'єднаних джерел електроенергії*)

10. Вербицький Є.В., Ромашко В.Я. Особливості пошуку точки максимальної потужності сонячної батареї методами холостого ходу і короткого замикання. *Електроніка і зв'язок*. – 2013. № 5, с. 13-18. (Здобувачем проаналізована ефективність використання методів холостого ходу і короткого замикання).

11. V.Y. Zhuikov, I.V. Verbytskyi, O.F. Bondarenko Zhuikov V.Y. Особливості компенсації миттєвої реактивної потужності в лінійних ланцюгах у перехідному режимі при вмиканні навантаження. *Електроніка та зв'язок* – 2017, № 22 (4), с. 30-37. (Здобувачем запропонований принцип компенсації реактивної потужності у перехідних режимах).

12. Є. В. Вербицький, К. А. Ходаков. Аналіз параметрів якості електроенергії при встановленні компенсаторів реактивної потужності. *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – 45 (1321). – с. 234-242. (Здобувачем запропонована методика порівняння споживання реактивної потужності побутовими споживачами електроенергії).

13. Є. В. Вербицький, Р. М. Прибудько, Д. О. Зінченко, М. О. Мацюк. Компенсатор реактивної потужності у перехідних режимах. *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 26 (1302). – Т. 2. – С. 121-125. (Здобувачем запропонований алгоритм роботи компенсатора реактивної потужності).

14. Вербицький, Є. В. Швидке перетворення Фур'є модульованих сигналів, представлених рядом Фур'є двох змінних. *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2018. – № 16 (1292). – с. 102-106.

15. Д.Р. Ушаков, Е.В. Вербицький. Аналіз методів формування квазисинусоїдальних напруг з мінімізацією коефіцієнта гармонічних искажень. *Збірник "Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України"* - 2016, вип. 43, с. 102-106. (Здобувачем запропоновано методу розрахунку спектра модульованих сигналів на основі ряду Фур'є двох змінних).

16. Вербицький Є.В. Особливості розрахунку спектру напруги, модульованої по закону ШІМ I і II на основі подвійного ряду Фур'є. *Електроніка і зв'язок*. – 2015. № 5, с. 36-45.

17. Вербицький Є.В. Визначення кратності ШІМ напруги інвертора за значенням коефіцієнта гармонік на основі подвійного ряду Фур'є. *Електроніка і зв'язок*. – 2015. № 4, с. 21-28.

18. Вербицький Є.В., Гонтарев Д.О., Путілін М.В. Розрахунок інтегральних показників модульованих сигналів на основі подвійного ряду Фур'є. *Електроніка і зв'язок*. – 2014. № 6, с. 52-57. (Здобувачем запропоновано методу розрахунку інтегральних показників якості модульованих сигналів на основі подвійного ряду Фур'є).

19. Путілін М.В., Вербицький Є.В. Зменшення динамічних втрат у інверторах квазисинусоїдальної напруги за допомогою регулювання кратності модуляції вихідної напруги. *Електроніка і зв'язок*. – 2015. № 3, с. 51-55.

(Здобувачем запропоновано методу розрахунку коефіцієнта гармонік модульованих сигналів на основі подвійного ряду Фур'є).

20. Вербицький, Є. В. Спектр напруги ізольованого інвертора з двополярною модуляцією. Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2019. – № 2. – с. 10-16.

21. Вербицький Є.В. Аналіз спектру напруги з двополярною модуляцією. Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення у сучасних технологіях. – 2017, № 23 (1245), с. 188-193.

22. Вербицький Є.В. Використання поліномів Чебишева для розрахунку коефіцієнтів ряду Фур'є двох змінних. Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2014, № 9 (128), Т.2, с. 161-164.

23. I. V. Verbytskyi. A Disturbed Grid Voltage Interharmonic Analysis with Fourier Series of Several Variables. Microsystems, Electronics and Acoustics, 2020, Vol. 25, № 2, p. 25-32.

24. Verbytskyi, I. V. Input Current Quality Parameters Analysis of Modular AC-DC SEPIC Charger Based on Double Fourier Series. Мікросистеми, Електроніка та Акустика. – 2019, 24(6), p. 29-37.

Патенти на винахід

25. Спосіб формування синусоїдальної напруги на основі перетворювача з амплітудно-широотно-імпульсною модуляцією та пристрій для його реалізації. Патент на винахід № 108127, чинний з 25.03.2015, опубл. 25.03.2015 бюл. № 6, Жуйков В.Я., Вербицький Є.В., Осипенко К.С. *(Здобувачем запропоновано принцип модуляції напруги перетворювачів, що працюють паралельно).*

26. Пристрій компенсації реактивної потужності у перехідних і усталених режимах. Жуйков В.Я., Вербицький Є.В. Патент на винахід № 118584, чинний з 11.02.2019, опубл. 11.02.2019, Бюл.№ 3. *(Здобувачем запропоновано принцип модуляції напруги компенсатора реактивної потужності у перехідних режимах).*

Матеріали конференцій

27. Context-aware framework for energy management system. A. G. Kyselova; I. V. Verbitskyi; G. D. Kyselov. 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, 2016, pp. 1-4. *(Здобувачем запропоновано принцип керування автономною системою електроживлення).*

28. Ievgen Verbytskyi; Anna Kyselova; Gennadiy Kyselov. Power grid converter control improvement based on contextual data. 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), 2017, pp. 599-604. *(Здобувачем розроблено закони модуляції перетворювачами, під'єднаних до джерел відновлювальної енергії).*

29. Ievgen Verbytskyi, Oleksandr Bondarenko, Dmitri Vinnikov. Multicell-type current regulator based on Cuk converter for resistance welding. 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, 2017, pp. 1 – 6. *(Здобувачем розроблено закони модуляції перетворювачами комірок модульного регулятора струму).*

30. Verbytskyi Ievgen. Spectrum calculation of frequency pulse modulation voltage using double Fourier series. Conference IEEE 3rd Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering, Riga, 2015, pp. 1-4.

31. Ievgen Verbytskyi. A double fourier series implementation for modulated signal with the arbitrary modulation. 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), 2017, pp. 518-521.

32. Verbytskyi Ievgen. Spectrum analysis of a bipolar voltage on basis the double Fourier series. *IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, 2016, pp. 296-299.

33. V. Y. Zhuikov; I. V. Verbytskyi. Spectrum analysis of bipolar pulse frequency modulation voltage. 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, 2016, pp. 1-4. (Здобувачем розроблено методику розрахунку спектра напруги з двополярною частотно-імпульсною модуляцією).

34. Ievgen Verbytskyi. Principle of Interharmonic Detection in Transformer of AC-DC Converter Based Double Fourier Series. 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO, 2020.

35. Ievgen Verbytskyi, Oleksandr Bondarenko, Elizaveta Liivik. Control features of multicell-type current regulator for resistance welding. *2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, 2017, pp. 1 – 5. (Здобувачем розроблено принцип керування модульним перетворювачем).

АНОТАЦІЯ

Вербицький Є.В. Спектральний аналіз процесів та синтез законів керування напівпровідниковими перетворювачами у базисі ряду Фур'є декількох змінних. На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2021.

У дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія спектрального аналізу струмів та напруг перетворювачів, що містять інтергармоніки, в базисі ряду Фур'є декількох змінних та розрахунку інтегральних показників якості електроенергії у згорнутій аналітичній формі. Отримані результати у сукупності є теоретичним узагальненням та новим вирішенням важливої науково-прикладної проблеми підвищення ефективності аналізу та керування напівпровідниковими перетворювачами на основі побудови теорії спектрального аналізу та синтезу законів керування базованих на використанні ряду Фур'є декількох змінних.

У роботі розроблено метод розрахунку інтергармонічних складових на основі ряду Фур'є декількох змінних, що має складність розрахунку спектра порядку $O(N)$ та дозволяє розраховувати значення окремих гармонік зі складністю $O(N^{1/M})$ та параметрів якості електроенергії – $O(1)$, що є набагато швидше існуючих аналогів та дозволяє використовувати розроблений метод у контурах системи керування для покращення параметрів якості електроенергії у реальному масштабі часу.

Ключові слова: узагальнений ряд Фур'є декількох змінних, параметри якості електроенергії, напівпровідникові перетворювачі, інтергармоніки.

АННОТАЦИЯ

Вербицкий Е.В. Спектральный анализ процессов и синтез законов управления полупроводниковыми преобразователями в базисе ряда Фурье нескольких переменных. На правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.12 – полупроводниковые преобразователи электроэнергии. – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского» МОН Украины, Киев, 2021.

В диссертационной работе получила дальнейшее развитие теория спектрального анализа токов и напряжений преобразователей, содержащих интергармоники, в базисе ряда Фурье нескольких переменных и расчета интегральных показателей качества электроэнергии в свернутой аналитической форме. Полученные результаты в совокупности являются теоретическим обобщением и новым решением важной научно-прикладной проблемы повышения эффективности анализа и управления полупроводниковыми преобразователями на основе построения теории спектрального анализа и синтеза законов управления, основанных на использовании ряда Фурье нескольких переменных.

В работе разработан метод расчета интергармонических составляющих на основе ряда Фурье нескольких переменных, который имеет сложность расчета спектра порядка $O(N)$ и позволяет рассчитывать значения отдельных гармоник со сложностью $O(N^{1/M})$ и параметров качества электроэнергии – $O(1)$, что намного быстрее существующих аналогов и позволяет использовать разработанный метод в контурах системы управления для улучшения параметров качества электроэнергии в реальном масштабе времени.

Ключевые слова: обобщенный ряд Фурье нескольких переменных, параметры качества электроэнергии, полупроводниковые преобразователи, интергармоники.

ABSTRACT

Verbytskyi I.V. Spectral analysis of processes and synthesis of semiconductor converters control laws on the basis of a Fourier series of several variables. Manuscript.

The dissertation for a Doctor of Science degree of electrical engineering of speciality 05.09.12 – semiconductor converters of the electric power – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2021.

In the dissertation the theory of spectral analysis of converters currents and voltages in the basis of Fourier series of several variables and calculation of the electric power integral quality parameters in the closed analytical form is further developed. The received results together are the theoretical generalization and the new solution of important scientific and applied problem of increasing the efficiency of analysis and

control of semiconductor converters based on the theory of spectral analysis and synthesis of control laws based on the Fourier series of several variables.

The Fourier series is generalized to M variables and its properties are analyzed. The conditions for the appearance of interharmonics in the spectrum are determined and formulas for their calculation are adapted.

To eliminate the main limitations in the use of generalized Fourier series, the following methods and techniques have been developed: the method of calculating the spectrum of modulated signals with variable frequency carrier function; method of calculating currents and voltages at the output of the filter based on the joint use of Fourier series of one and several variables; methods of calculating integrated quality parameters of modulated currents and voltages based on the generalized Fourier series, which significantly expanded the capabilities of multidimensional Fourier series for its implementation in control systems and synthesis of power converters based on quality assessment of electricity parameters.

Principles of effective inverter control and their implementation for modifications of existing modulation laws are proposed. Regulation of the inverter voltage modulation multiplicity to ensure the required value of the total harmonic distortion parameter, which reduces the dynamic losses in the converter and, accordingly, the dimensions of the converter and radiators weight. As a result, the principle of control of a single-phase inverter by the value of the total harmonic distortion is developed, which allows to reduce the amount of mathematical operations by at least two orders with a calculation error not more than 1%, and reduces the amount of dynamic losses by reducing the value of the modulation multiplicity parameter at maximum load. Also, it is proposed to use the method of PWM modulation with inversion of the polarity of every second pulse, described in the basis of the Fourier series of two variables, which reduces the mass and size parameters of the converter while providing the required value of total harmonic distortion value of the output voltage.

It was found that in contrast to the AC-DC converter, in the electric drive of an asynchronous motor the interharmonics significantly distort the phase currents. To solve this problem, a method of eliminating interharmonic of voltage at the output of a three-phase inverter has been developed and it is proposed to control the quality parameters of the input current of the electric drive consumed from the power grid by the value of the motor phase current.

Also, the generalized Fourier series is used in the design of modular power factor correctors to select the number of cells based on the required values of power quality parameters in a given range of parameter. The use of a generalized Fourier series made it possible to obtain analytical expressions of the dependence of electricity quality parameters on the modes of operation of the converter and the number of cells, which eliminates multiple simulations of modular converter model in the entire range of input parameters.

The complexity of the spectrum calculation by existing methods is compared and it is shown that the complexity of the spectrum calculation based on the generalized Fourier series goes to the theoretical limit $O(N)$ and has the same speed as the wavelet transform, while when calculating individual harmonics and integral quality parameters, the proposed method has the least complexity $O(N^{1/M})$ and $O(1)$, respectively.