

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

ВОЙТОВИЧ ЮРІЙ СЕРГІЙОВИЧ



УДК 621.314.6

**ТРИФАЗНІ БАГАТОПУЛЬСНІ ВИПРЯМЛЯЧІ
З ЕЛЕКТРОННИМ ЗСУВОМ ФАЗ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Харків-2019

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі промислової і біомедичної електроніки Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» Міністерства освіти і науки України, м. Харків.

Науковий керівник доктор технічних наук, професор,
член-кореспондент НАН України
Сокол Євген Іванович,
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут», ректор.

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор,
Терещенко Тетяна Олександрівна,
Національний технічний університет України «Київський
політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
професор кафедри промислової електроніки;

кандидат технічних наук, доцент,
Алексієвський Дмитро Геннадійович,
Інженерний інститут Запорізький національний
університет,
доцент кафедри електронних систем.

Захист відбудеться «13» вересня 2019 р. о 14:30 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.050.04 у Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» за адресою: 61002, м. Харків, вул. Кирпичова, 2.

З дисертацією можна ознайомитися у бібліотеці Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» за адресою: 61002, м. Харків, вул. Кирпичова, 2.

Автореферат розісланий « 26 » липня 2019 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради



Івахно В.В.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Генерація вищих гармонік напівпровідниковими перетворювачами в мережу живлення та споживання реактивної потужності є важливою частиною проблеми забезпечення електромагнітної сумісності електрообладнання. Крім забезпечення електромагнітної сумісності для конкурентоспроможності на світовому ринку необхідним є підвищення ефективності роботи та покращення масових показників напівпровідникових перетворювачів.

В силовій електроніці одним з найпоширеніших перетворювачів є трифазний випрямляч. Для вирішення питань покращення гармонічного складу струму, що споживається, зазвичай використовуються випрямлячі зі збільшеною пульсністю. Для їх роботи застосовуються фазозсувні трансформатори або автотрансформатори. Використання електромагнітних фазозсувних пристроїв приводить до погіршення масових показників перетворювача.

Одночасне зменшення коефіцієнта спотворень струму, що споживається та підвищення коефіцієнта потужності, може бути досягнуто у трифазних випрямлячах, в яких функцію зсуву фаз покладено на систему керування, тобто без використання фазозсувних магнітних елементів. Використання відомих рішень електронного зсуву фаз вирішує проблему щодо покращення масових показників перетворювача, але при цьому значення коефіцієнта потужності обмежене із-за одночасного використання в багатопульсному випрямлячі повністю керованих і одноопераційних напівпровідникових ключів.

На сьогодні набули широкого розповсюдження дволанкові перетворювачі змінного струму в змінний з ланкою постійного струму, які підключаються безпосередньо до мережі живлення, тобто без використання масштабуючих трансформаторів. В даних системах первинною ланкою зазвичай є трифазні випрямлячі. В таких системах крім виконання випрямлячем основної функції – перетворення змінного струму мережі в постійний, на перетворювач накладаються додаткові функції, а саме, забезпечення вимог щодо гармонічного складу струму, що споживається, досягнення близького до одиниці коефіцієнту зсуву та отримання високих масогабаритних показників. Для цих систем пропонується використовувати електронний зсув фаз для випрямлячів з пульсністю більше дванадцяти.

Таке рішення може бути реалізовано в модульних випрямлячах з використанням випереджаючих та відстаючих кутів керування. Кількість модулів визначає пульсність випрямляча. Використання сучасних повністю керованих напівпровідникових ключів дозволяє створити уніфіковані модулі, на базі яких можна розробляти багатопульсні схеми випрямлячів з використанням як малопотужних узгоджуючих автотрансформаторів так і схеми без використання електромагнітних узгоджуючих пристроїв. Такі рішення забезпечують низький (на рівні класичних багатопульсних випрямлячів) коефіцієнт спотворення струму, що споживається та близький до одиниці коефіцієнт потужності.

Схеми такого класу малодосліджені, тому аналіз режимів роботи та визначення ефективних з точки зору енергетичних показників і електромагнітної сумісності з мережею трифазних багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз є актуальною науково-практичною задачею, яка визначила напрямок досліджень дисертаційної роботи.

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

Дисертаційна робота виконана на кафедрі промислової і біомедичної електроніки НТУ «ХПІ» відповідно до завдань НДР МОН України «Оптимізація енергетичних та динамічних показників напівпровідникових перетворювачів та систем на їх основі»» (ДР № 0116U000888), в якій здобувач був виконавцем окремих розділів.

Мета і задачі дослідження. Мета дисертаційної роботи полягає в створенні трифазних багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз з поліпшеними масовими показниками і електромагнітною сумісністю.

Для досягнення зазначеної мети поставлені наступні задачі:

- аналіз характеристик існуючих типів трифазних випрямлячів з використанням принципу електронного зсуву фаз;
- аналіз шляхів підвищення електромагнітної сумісності трифазних випрямлячів;
- розробка структури багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз;
- розробка узгоджувачів пристроїв для балансування рівнів середнього значення випрямленої напруги уніфікованих випрямлячів;
- дослідження електромагнітних процесів, що протікають в багатопульсних випрямлячах з використанням принципу електронного зсуву фаз.

Об'єкт дослідження – процес перетворення електричної енергії в багатопульсних випрямлячах з електронним зсувом фаз.

Предмет дослідження – режими роботи та характеристики трифазних багатопульсних випрямлячів з використанням принципу електронного зсуву фаз.

Методи дослідження. При рішенні поставлених задач використовувалися: теорія електричних кіл, системи диференційних і алгебраїчних рівнянь при аналізі електромагнітних процесів; метод гармонічного аналізу (розкладання в ряд Фур'є) для визначення величин гармонік споживаного струму з мережі. В якості основних інструментів при моделюванні використовувалися пакети комп'ютерних програм Matlab Simulink та Mahtcad.

Наукова новизна отриманих результатів:

– вперше запропоновано структуру багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз пульсністю більше 12-ти, що дозволило поліпшити гармонічний склад споживаного струму за рахунок підвищення пульсності випрямляча, отримання одиничного коефіцієнту потужності за рахунок використання «відстаючих» і «випереджаючих» кутів керування;

– вперше обґрунтовано доцільність використання повністю керованих напівпровідникових ключів з зворотною блокуючою здібністю в трифазних випрямлячах з електронним зсувом фаз, що дозволило отримати високий коефіцієнт потужності за рахунок уніфікації використовуваних напівпровідникових ключів;

– отримало подальший розвиток використання низькочастотної широтно-імпульсної модуляції для балансування вихідних напруг модулів трифазного випрямляча, що дозволило реалізувати схему перетворювача без використання вхідних узгоджувальних електромагнітних елементів;

– вперше досліджені електромагнітні процеси в трифазних багатопульсних випрямлячах з електронним зсувом фаз при використанні повністю керованих напівпровідникових ключів зі зворотною блокуючою здатністю, що дозволило отримати основні вирази для оцінки комутаційних втрат.

Практичне значення отриманих результатів для силової електроніки полягає в наступному:

- створено і теоретично обґрунтовано структуру трифазного багатопульсного випрямляча з електронним зсувом фаз, що дозволило покращити гармонічний склад струму який споживається;

- розроблено та досліджено схеми трифазних багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз та використанням підвищувальних та понижуючих автотрансформаторів в якості узгоджувальних пристроїв, що дозволило визначити встановлену потужність магнітних узгоджувальних елементів випрямляча;

- досліджено електромагнітні процеси в трифазному багатопульсному випрямлячі з електронним зсувом фаз з використанням широтно-імпульсної модуляції, що дозволило визначити комутаційні втрати в випрямлячі;

- створено імітаційні моделі запропонованих схем випрямлячів, що дозволило провести моделювання режимів роботи на етапі проектування трифазних багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз.

Результати дисертаційних досліджень впроваджені в навчальний процес на кафедрі «Промислова і біомедична електроніка» НТУ «ХПІ» при підготовці студентів спеціалізації 171.01 – промислова електроніка.

Особистий внесок здобувача. Всі основні результати дисертаційної роботи, які виносяться на захист, отримані здобувачем самостійно, серед них – структура багатопульсного трифазного випрямляча з електронним зсувом фаз та використанням випереджаючих і відстаючих кутів керування; визначена оптимальна пульсність трифазного випрямляча з електронним зсувом фаз; введення низькочастотної широтно-імпульсної модуляції для балансування рівня вихідних напруг модулів трифазного випрямляча працюючих з різними кутами керування; проаналізовані електромагнітні процеси; розроблені імітаційні моделі трифазних багатопульсних випрямлячів на повністю керованих ключах з зворотною блокуючою здібністю.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати дисертаційної роботи доповідались на міжнародних симпозиумах та науково-технічних конференціях: «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology II» (Estonia, PÄRNU, 2017 p); «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III» (Estonia, Kuressaare, 2018 p); «Силовая електроніка і енергоефективність» (м. Харків, 2018 p.); «IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems» (м. Харків, 2018 p.).

Публікації. За темою дисертації опубліковано 11 наукових праць, зокрема 5 статей у наукових фахових виданнях України, 3 – в електронних виданнях, що включені до Міжнародної науко-метричної бази Scopus, 1 – в електронних виданнях, що включені до Міжнародної науко-метричної бази Web of Science.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається із анотації двома мовами, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Повний обсяг дисертації 141 сторінок з них 114 рисунків за текстом, 15 таблиць за текстом, список використаних джерел з 102 найменувань на 11 сторінках, додатки на 2 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність та доцільність дисертаційної роботи, сформульовано її мету і задачі, визначено об'єкт, предмет і методи дослідження, наведена інформація про зв'язок роботи з науковими програмами, показана наукова новизна, практичне значення і реалізація результатів дисертаційних досліджень, приведені дані про їх апробацію, публікації та впровадження.

Перший розділ. З розвитком напівпровідникових пристроїв з'являється тенденція мінімізації масових показників магнітних елементів або повна відмова від їх використання. Це особливо актуально в силовій електроніці, де магнітні елементи, як правило, мають найбільші масові показники в порівнянні з напівпровідниковими елементами, які входять в перетворювальний пристрій. Наприклад, для роботи класичного трифазного випрямляча з пульсністю більше 6-ти, з'являється необхідність в використанні фазозсувних трансформаторів або автотрансформаторів. При збільшенні пульсності випрямляча більше 12-ти, фазозсувні магнітні елементи ще й ускладнюють свою конструкцію. Крім зменшення масових показників перетворювальних пристроїв, важливою задачею є забезпечення вимог щодо гармонічного складу струму що споживається, та досягнення близького до одиниці коефіцієнту потужності.

Для вирішення питань електромагнітної сумісності трифазних випрямлячів, проведено аналіз впливу їх роботи на мережу живлення та розглянуті засоби підвищення якості струму, що споживається.

Визначені показники відносної потужності різних схемних рішень фазозсувних автотрансформаторів для 12 та 18-пульсних трифазних випрямлячів, що дає можливість провести порівняльний аналіз з узгоджувачами магнітними пристроями в запропонованих схемах багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз.

Таким чином, розробка та дослідження режимів роботи трифазних випрямлячів з використанням принципів електронного зсуву фаз з підвищеною пульсністю є актуальною задачею, яка вирішується в дисертаційній роботі.

Другий розділ присвячено синтезу багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз, які дозволяють покращити гармонічний склад струму, що споживається з мережі, забезпечити високий коефіцієнт потужності, та покращити масові показники системи.

Сьогодні відомі рішення синтезу 12-пульсних випрямлячів без використання фазозсувних магнітних елементів. В даних системах фазовий зсув здійснюється з так званим принципом «електронного зсуву». На рис. 1 представлений трифазний випрямляч, в якому необхідний зсув фаз здійснюється системою керування. В схемі використовуються два 6-пульсних випрямляча з'єднаних паралельно і підключених безпосередньо до джерела живлення.

Для компенсації фазного зсуву, властивому керованому випрямлячу на одноопераційних тиристорах, другий випрямляч виконаний на повністю керованих ключах з зворотною блокуючою здібністю, який працює з «випереджаючими» кутами керування.

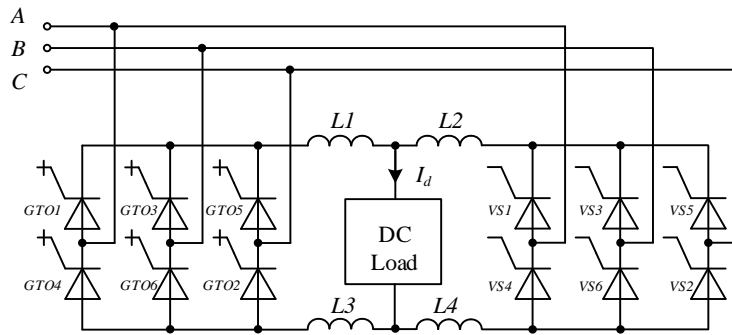


Рисунок 1 – Схема 12-пульсного паралельного випрямляча з використанням електронного зсуву фаз з «випереджаючими» і «відстаючими» кутами керування

При цьому способі зсуву фаз, як видно з рис. 2, відсутня необхідність використання узгоджуючих пристроїв для вирівнювання середнього значення випрямленої напруги (струмів) двох 6-пульсних випрямлячів.

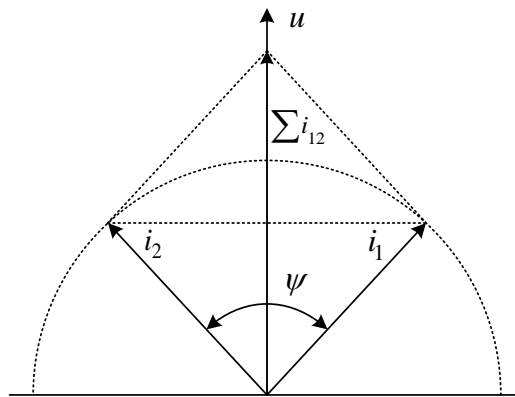


Рисунок 2 – Векторні діаграми струмів 12-пульсного випрямляча при електронному зсуві фаз з «випереджаючими» і «відстаючими» кутами керування

Використання випрямляча (рис. 1) вирішує питання зниження масових показників та досягнення високого коефіцієнту потужності випрямляча, але не вирішує питання щодо гармонічного складу споживаного струму для мереж з потужністю $I_{CS}/I_L \leq 20$ (стандарт IEEE 519, рис. 6). Для покращення гармонічного складу споживаного струму необхідно підвищити пульсність випрямляча більше 12-ти.

Таким чином для створення багатопульсного трифазного випрямляча, який буде відповідати всім необхідним енергетичним і масовим показникам необхідно:

1. Для поліпшення форми споживаного струму – збільшення пульсності випрямляча;
2. Для зниження масових показників – використання електронного зсуву фаз;
3. Для досягнення одиничного коефіцієнта зсуву споживного струму відносно напруги живлення – використання електронного зсуву фаз з «випереджаючими» і «відстаючими» кутами керування.

Використовуючи принцип побудови 12-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз, який формується засобами керування, можна представити узагальнену

функціональну схему випрямляча (рис. 3). Представлена схема містить $n = 2 \cdot k$, де $k = 1, 2, 3, \dots$, n – кількість 6-пульсних випрямлячів. Кути керування обчислюються за (1)

$$\psi = \frac{60}{n}. \quad (1)$$

Число n не обов'язково парне. У разі $n = (2 \cdot k) + 1$ один з випрямлячів працює з нульовим кутом керування і в ряді випадків у ньому можуть бути використані некеровані ключі (діоди).

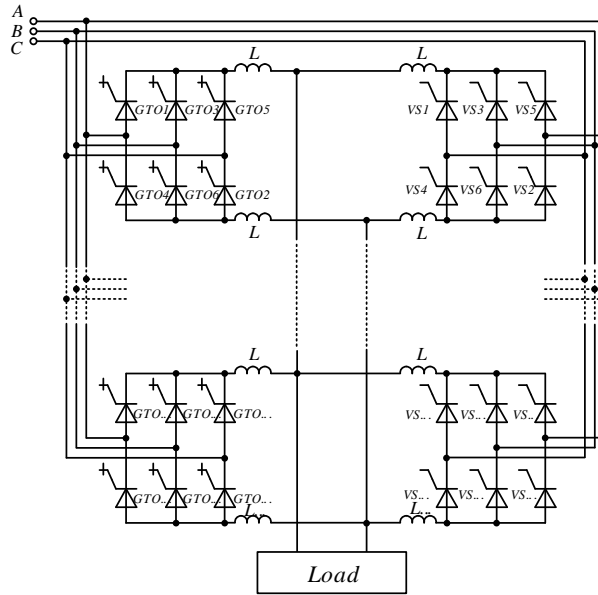


Рисунок 3 – Узагальнена функціональна схема багатопульсного випрямляча з електронним зсувом фаз

Векторні діаграми для багатопульсних випрямлячів з парним і непарним n наведені на рис. 4.

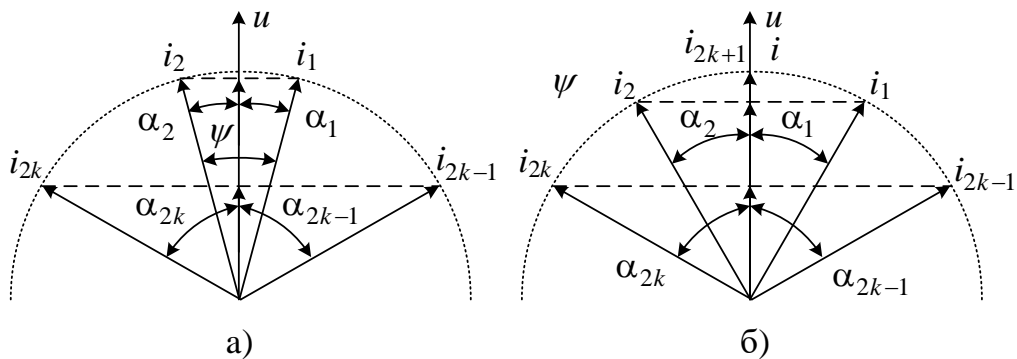


Рисунок 4 – Векторна діаграма струмів при електронному фазовому зсуві фаз:
а) $n = 2 \cdot k$; б) $n = 2 \cdot k + 1$

У разі парного n

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \psi/2, \alpha_{2k} = \alpha_{2k-1} = k\psi + \psi/2. \quad (2)$$

У разі непарного n

$$\alpha_{2k} = \alpha_{2k-1} = k\psi, \alpha_1 = \alpha_2 = \psi, \alpha_{2k+1} = 0. \quad (3)$$

Як видно з рис. 4, при $n > 2$ випрямлячі з різними кутами керування мають різне значення рівнів випрямлених напруг (струмів). Для балансування рівня середнього значення випрямлених напруг може застосовуватися як підвищення напруги на вході випрямлячів, які працюють з великими кутами керування, так і зниження вхідної або вихідної напруги випрямлячів, які працюють з меншими кутами керування. Підвищення або зниження напруги може проводитися за допомогою узгоджувальних автотрансформаторів відносно малої потужності.

При використанні даної схеми випрямляча (рис. 3), а саме використання одноопераційних напівпровідникових ключів, які можуть працювати з відстаючими кутами керування і повністю керовані напівпровідникові ключі зі зворотною блокуючою здатністю, які працюють з випереджаючими кутами керування, має місце наступна особливість, а саме те, що час комутації одноопераційних ключів і повністю керованих ключів різний (рис. 5, а, б).

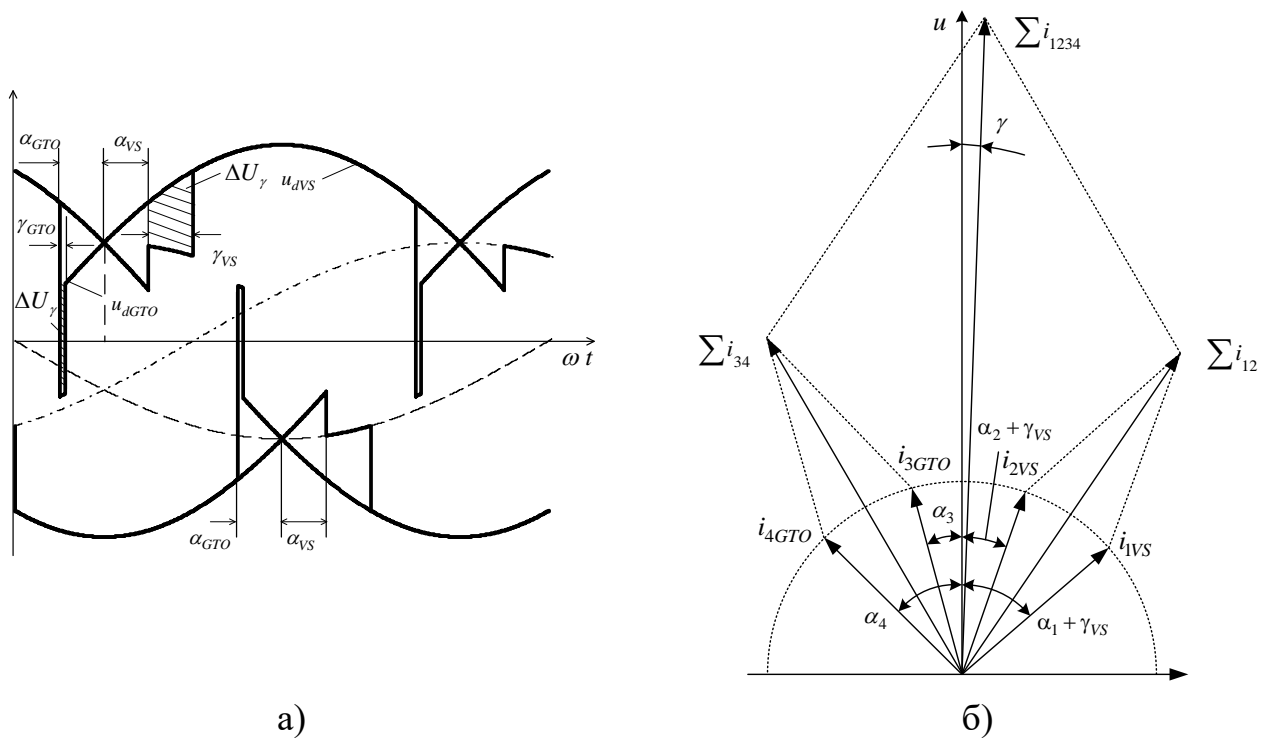


Рисунок 5 – Криві випрямлених напруг мостових схем випрямлячів з використанням повністю керованих і напівкерованих ключів (а), векторна діаграма струмів 24-пульсного випрямляча при врахуванні комутаційних процесів (б)

При врахуванні комутаційних процесів в силових ключах проявляється неспівпадіння зовнішніх характеристик випрямлячів, що призводить до появи розбалансу струмів випрямлячів в режимі симетричного керування.

Вирішення даної проблеми можливе при використанні повністю керованих ключів для всіх 6-пульсних випрямлячів, тим самим можна здійснити уніфікацію

модулів перетворювача. Недоліком такого рішення є деяке збільшення вартості на напівпровідникові елементи. Схема уніфікованих модулів може бути виконана на будь-яких повністю керованих ключах зі зворотною блокуючою здатністю, наприклад, симетричних GTO, або IGBT з послідовним діодом.

Для того, щоб вибрати пульсність випрямляча з точки зору економічності (кількість використаних напівпровідникових ключів), забезпечення оптимальних енергетичних показників (електромагнітна сумісність перетворювача з мережею живлення) були проаналізовані залежності гармонічного складу споживаного струму з мережі і відмінності рівня випрямленої напруги 6-пульсних випрямлячів, які працюють з найбільшими і найменшими кутами керування (рис. 6).

З рис. 6 видно, що при збільшенні пульсності від 24 і більше, поліпшення гармонічного складу струму споживаного з мережі незначне, при цьому різниця середнього значення випрямленої напруги збільшується, отже, збільшується потужність використовуваних узгоджувальних пристроїв.

Застосування 6 і 12-пульсного випрямляча доречно для мереж з потужністю мережі живлення $I_{CS}/I_L = 100 < 1000$.

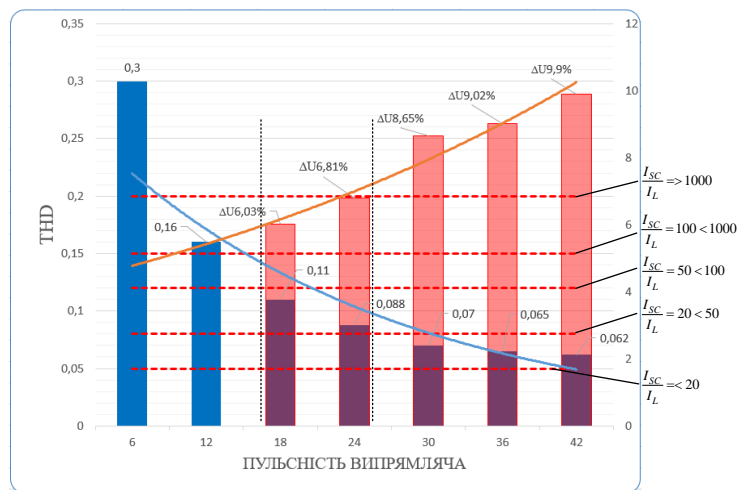


Рисунок 6 – Графіки залежності THD і ΔU від пульсності випрямляча

Таким чином, доцільним з точки зору кількості використовуваних напівпровідникових ключів, електромагнітної сумісності з джерелом живлення (519 стандарт) є 18 і 24-пульсні випрямлячі для мереж потужністю $I_{CS}/I_L \leq 20$.

Третій розділ присвячений синтезу структурної схеми 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз та дослідженню комутаційних процесів.

Для синтезу 24-пульсного випрямляча, необхідно забезпечити чотирьом 6-пульсним випрямлячам, фазний зсув: відстаючі кути $\alpha_1 = 22,5^\circ$, $\alpha_2 = 7,5^\circ$; випереджаючі кути $\alpha_3 = 7,5^\circ$, $\alpha_4 = 22,5^\circ$ при живленні модулів від одного джерела живлення. На рис. 7 представлені векторні діаграми напруг 24-пульсного випрямляча при електронному зсуві фаз. Структурна схема 24-пульсного

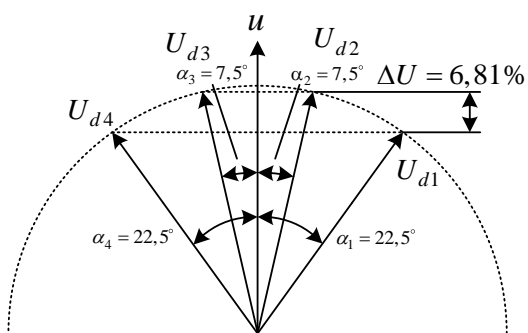


Рисунок 7 – Векторні діаграми напруг 24-пульсного випрямляча при електронному зсуві фаз

випрямляча з електронним зсувом фаз наведена на рис. 8. Як видно з рис. 7 та рис. 8, випрямлячі $B1$, $B4$ працюють з кутами керування $22,5^\circ$, а випрямлячі $B2$, $B3$ працюють з кутами керування $7,5^\circ$, таким чином, при живленні випрямлячів від одного джерела живлення, середнє значення випрямленої напруги $U_{d2} = U_{d3} \neq U_{d1} = U_{d4}$. Ця різниця

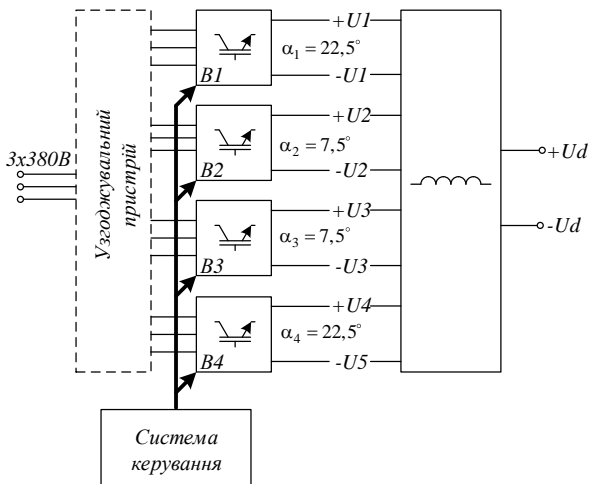


Рисунок 8 – Схема 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз

може бути усунена шляхом застосування підвищувального, або понижуючого трифазного автотрансформатора, що входить в завдання узгоджувального пристрою.

В табл. 1 представлені значення встановленої потужності магнітних елементів для 24-пульсного випрямляча працюючого на навантаження 90 кВт, напруга живлення 380 В з використанням фазозсувних автотрансформаторів та варіант 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз при використанні підвищувального та

понижуючого автотрансформаторів в якості узгоджуючого пристрою.

Використання електронного зсуву фаз дає чотириразове зниження маси магнітних елементів в порівнянні з використанням традиційних фазозсувних автотрансформаторів.

Для повного виключення узгоджувальних автотрансформаторів в багатопульсних випрямлячах з електронним зсувом фаз, був розроблений варіант зниження середнього значення випрямленої напруги мостів працюючих з меншими кутами керування за допомогою обмеження часу провідності ключів моста, тобто, введенням низькочастотної ШІМ.

Для виключення появи фазного зсуву вхідного струму уніфікованого випрямляча відносно напруги живлення, необхідно використовувати симетричне обмеження часу провідності ключів (рис. 9), яке представляє собою один з видів широтно-імпульсної модуляції.

Таблиця 1 – Значення встановленої потужності і маса магнітних елементів для 24-х пульсного випрямляча працюючого на навантаження 90 кВт з використанням фазозсувних автотрансформаторів та варіант 24-х пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз при використанні підвищувального та понижуючого автотрансформаторів в якості узгоджуючого пристрою.

Випрямляч	Потужність фазозсувного АТ		Потужність понижуючого АТ		Потужність підвищувального АТ	
	$P_0 = 90 \text{ кВт}, U_{\text{мережі}} = 380 \text{ В}$					
24-пульсний випрямляч	$0,26 \cdot P_0$	140 кг	$0,09 \cdot P_0$	36 кг	$0,097 \cdot P_0$	40 кг

Кути керування ключами з ШІМ можуть бути визначені виходячи зі зменшення середнього значення випрямленої напруги по відношенню до випрямленої напруги моста без керування (4)

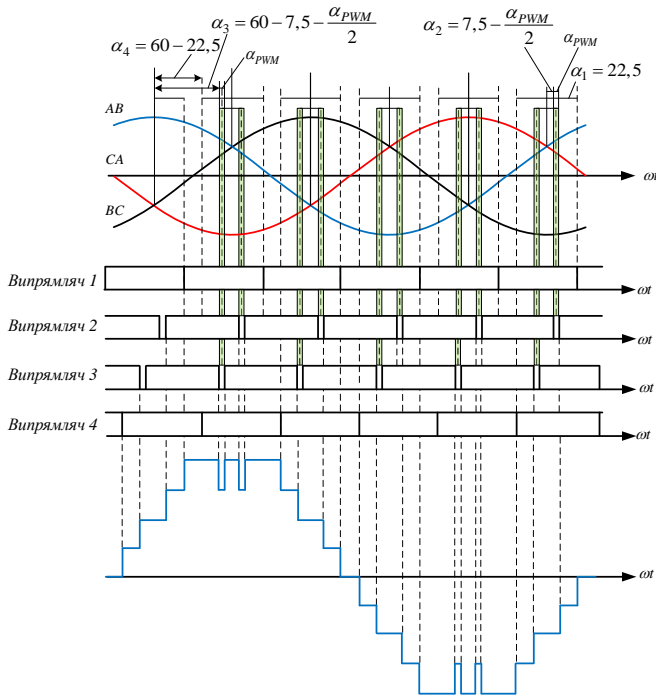


Рисунок 9 – Графіки формування фазного струму 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз та ШІМ

$$\Delta U = \frac{\int_{0+\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sin(t) dt}{\int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{6}} \sin(t) dt} \quad (4)$$

Наприклад, для зменшення середнього значення випрямленої напруги на 6,5% в 24-пульсному випрямлячі, необхідний кут керування з ШІМ становить 2,3 ел. град.

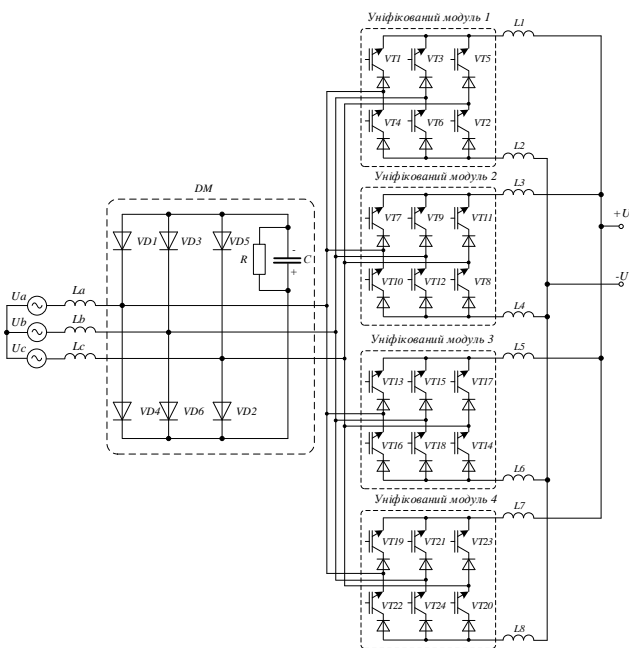
Також у розділі було досліджено комутаційні процеси в 24-пульсному випрямлячі з електронним зсувом фаз на IGBT-транзисторах з зворотною блокуючою здібністю і використанням ШІМ для балансування середнього значення випрямленої напруги уніфікованих випрямлячів працюючих з великими і малими кутами керування (рис. 10).

При розгляді електромагнітних процесів в випрямлячі на IGBT-транзисторах (рис. 10) було встановлено, що вимкнення одного ключа призводить до миттєвого припинення протікання струму в ньому, тобто класична комутація відсутня. При цьому протікання струму в індуктивності розсіювання мережі негайно припинитися не може. Комутацією в такому випадку слід вважати інтервал часу переходу струму з фази, що виходить з роботи, в фазу, що вступає в роботу.

Для виведення енергії, що накопичується в індуктивності розсіювання мережі живлення, в якості снабера,

Рисунок 10 – 24-пульсний випрямляч з електронним зсувом фаз і ШІМ

використовуються діодний міст DM ($VD1-V D6$) і конденсатор C (рис. 10). Енергія, що накопичена в індуктивності розсіювання, передається спочатку в конденсатор, заряджаючи його, а потім може бути повернута назад в мережу або розсіяна в активному опорі (R).



Для роботи даного снабера необхідно, щоб напруга на конденсаторі снабера була вища лінійної напруги джерела живлення. У випадку недотримання цієї умови $U_c < U_{л}$ діоди снабера $VD1-V D6$ будуть відкриватися напругою джерела живлення мережі заряджаючи конденсатор.

При підтриманні напруги на конденсаторі снабера вище амплітудного значення напруги мережі живлення, всі діоди моста $VD1-V D6$ до моменту комутації закриті. В момент комутації в фазі, яка виходить з роботи, з'являється електрорушійна сила самоіндукції, направлена на підтримання спадаючого струму і, як наслідок зростання напруги в цій фазі. Зростання напруги продовжується до тих пір, поки вона не стане вище напруги на конденсаторі снабера. В момент часу, коли рівень напруги в фазі перевищить рівень напруги на конденсаторі C , відкривається діод, який підключений до фази, яка виходить з роботи, і діод, підключений до фази, яка входить в роботу. В табл. 2 представлені всі можливі комбінації комутуючих фаз і відповідні їм вмикання діодів снабера.

Таблиця 2 – Комбінації комутуючих фаз і відповідні спрацювання діодів снабера

Варіанти комутуючих фаз	Комутуючі діоди
U_a входить в роботу, U_b виходить з роботи	VD6 – VD1
U_a входить в роботу, U_c виходить з роботи	VD2 – VD1
U_b входить в роботу, U_a виходить з роботи	VD4 – VD3
U_b входить в роботу, U_c виходить з роботи	VD2 – VD3
U_c входить в роботу, U_a виходить з роботи	VD4 – VD5
U_c входить в роботу, U_b виходить з роботи	VD6 – VD5

Таким чином всі можливі комутації мають наступні контури проходження комутаційного струму: фаза, яка виходить з роботи \rightarrow діод снабера \rightarrow конденсатор снабера \rightarrow діод снабера \rightarrow фаза яка входить в роботу (рис. 11, діоди не показані).

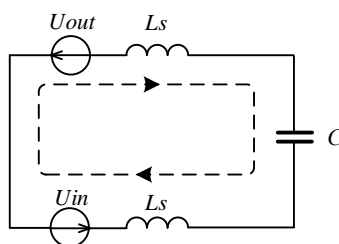


Рисунок 11 – Комутаційний контур

Розглянувши еквівалентну схему контуру комутації (рис. 11), з урахуванням зміни струмів у фазах, отримані співвідношення для визначення тривалості комутаційного процесу (табл. 3).

Тривалість перехідного процесу під час комутації з використанням IGBT-транзисторів відповідає інтервалу часу Δt який пропорційний значенню індуктивності розсіювання L_s , струму навантаження I_d і залежить від напруги на конденсаторі C та від напруги комутуючих фаз (кута керування α). Таким чином, при незмінному значенні струму навантаження і індуктивності розсіювання мережі, можливий варіант

регулювання тривалості перехідного процесу під час комутації з допомогою снаберного конденсатора (збільшенням або зменшенням рівня напруги на конденсаторі).

Таблиця 3 – Вирази для визначення тривалості перехідного процесу Δt і рівня вихідних випрямлених напруг уніфікованих перетворювачів в моменти комутації ($K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$).

	K_1	K_2	K_3
	$\Delta t_1 = \frac{I_n \cdot L_s}{2 \cdot (E_1 + U_a + U_b)}$	$\Delta t_2 = \frac{I_n \cdot L_s}{2 \cdot (-U_a + E_1 + U_b)}$	$\Delta t_3 = \frac{I_n \cdot L_s}{2 \cdot (U_a - E_1 + U_c)}$
U_{d1}	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_1}$	$U_a + L_a \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_2} - U_c$	E_1
U_{d2}	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_1}$	$U_a + L_a \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_2} - U_c$	E_1
U_{d3}	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_1}$	$U_a + L_a \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_2} - U_c$	0
U_{d4}	$-U_c - U_b + L_b \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_1}$	$U_b + L_b \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_2} - U_c$	$U_b - L_c \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_3} + U_c$
	K_4	K_5	K_6
	$\Delta t_4 = \frac{I_n \cdot L_s}{2 \cdot (E_1 + U_b + U_c)}$	$\Delta t_5 = \frac{I_n \cdot L_s}{2 \cdot (-U_a + E_1 + U_c)}$	$\Delta t_6 = \frac{I_n \cdot L_s}{2 \cdot (E_1 + E_b + E_c)}$
U_{d1}	$-U_a + L_c \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_4} - U_c$	E_1	$E_a - L_c \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_6} + E_c$
U_{d2}	$-U_a + L_c \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_4} - U_c$	0	E_1
U_{d3}	E_1	$U_b + L_c \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_5} - U_c$	E_1
U_{d4}	E_1	$U_b + L_c \cdot \frac{I_n/4}{\Delta t_5} - U_c$	E_1

Однак, збільшення рівня напруги на конденсаторі снабера, прямо пов'язано з вибором напівпровідникових ключів снабера і випрямляча по класу напруги. Для того, щоб визначити доцільну величину напруги на конденсаторі снабера, було виявлено три режими роботи схеми:

1. режим 1 – напруга на конденсаторі $U_C < E_{am}$, де E_{am} - амплітуда лінійної напруги, діодний міст DM працює у режимі випрямлення і конденсатор снабера заряджається від джерела живлення до $U_C = E_{am}$.

2. режим 2 – рівень напруги $E_{am} < U_C < 2 \cdot L_s \cdot di/dt$, де $L_s \cdot di/dt$ – значення напруги на індуктивності розсіювання фази. На цьому інтервалі комутації через діоди моста DM протікає додатковий струм. На рис. 12 представлений комутаційний контур 24-пульсного випрямляча при рівні напруги на конденсаторі снабера $E_{am} < U_C < 2 \cdot L_s \cdot di/dt$.

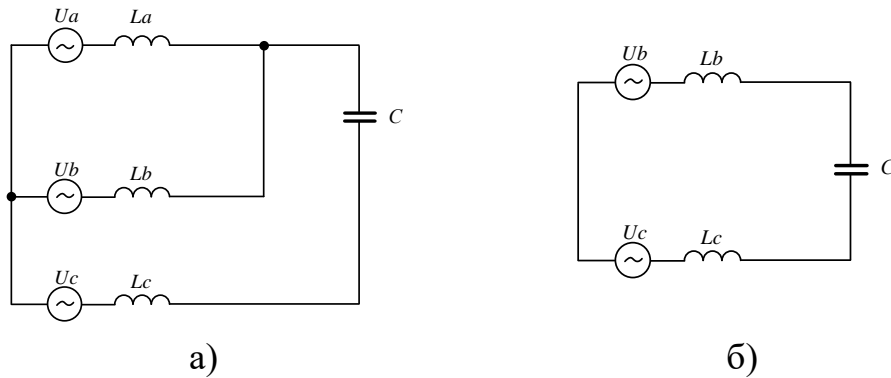


Рисунок 12 – Комутаційний контур 24-пульсного випрямляча в період часу $t_1 - t_2$ (а) комутаційний контур 24-пульсного випрямляча в період часу $t_2 - t_3$ (б)

Як видно з рис. 12 при рівні напруги $E_{ам} < U_C < 2 \cdot L_s \cdot di/dt$ в комутації беруть участь три фази. На рис. 13 представлені перехідні процеси в фазах А, В, С та в ключах випрямляча (повністю керовані напівпровідникові вентиля з зворотною блокуючою здібністю).

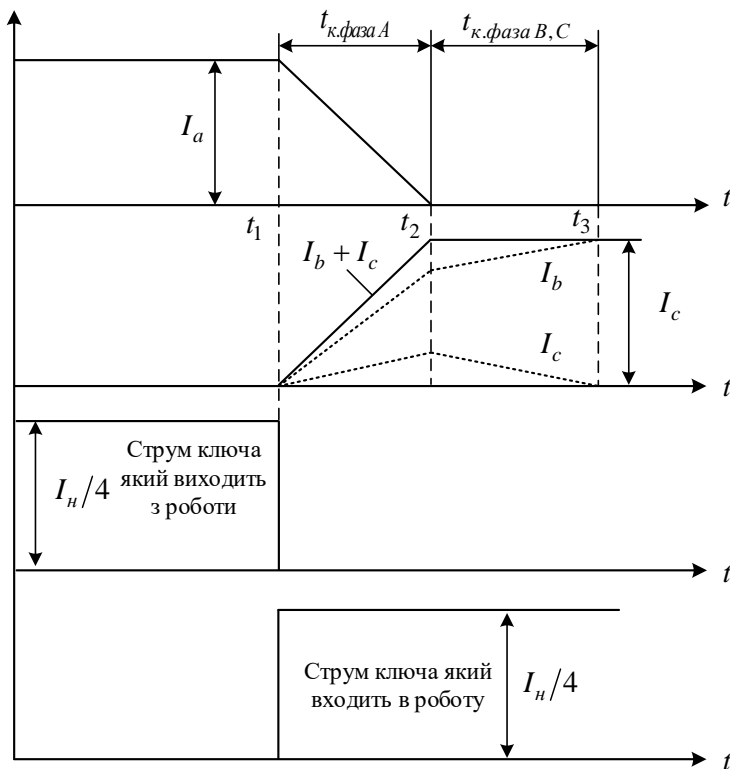


Рисунок 13 – Перехідні процеси в фазах А, В, С та ключах випрямляча

Процес комутації при рівні напруги $E_{ам} < U_C < 2 \cdot L_s \cdot di/dt$ можна розділити на дві складові:

– інтервал часу $t_1 - t_2$, в який беруть участь в комутації три фази (рис. 12, а; рис. 13).

– інтервал часу $t_2 - t_3$, в який беруть участь в комутації дві фази (рис. 12, б; рис. 13).

Комутація струму в ключах випрямляча, як видно з рис. 13, проходить практично миттєво.

3. режим 3 – робота схеми при значенні напруги на конденсаторі снабера $U_C \geq 2 \cdot L_s \cdot di/dt$,

додатковий струм, який протікає через діоди снабера відсутній.

Комутація струму в транзисторах, як видно з рис. 14, проходить миттєво, це пояснюється тим, що в будь який момент часу струм фази,

який виходить з роботи, компенсує струм фази, яка тільки входить в роботу. Беручи до уваги цей факт, для системи керування необхідною умовою є забезпечення одночасного вмикання та вимикання транзисторів комутуючих фаз як для другого так і для третього режиму роботи перетворювача.

Робочими режимами можуть бути як другий, так і третій режими. Як було

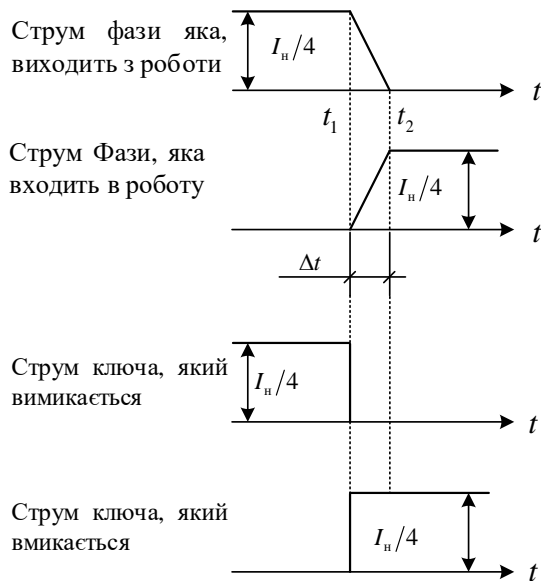


Рисунок 14 – Перехідні процеси в ключах снабера та ключах випрямляча з використанням повністю керованих ключів з зворотною блокуючою здібністю

сказано вище, вибір напівпровідникових ключів снабера та випрямляча по класу напруги, залежить від рівня напруги на конденсаторі снабера. Таким чином, другий режим є більш вигідним з точки зору вибору вентилів по класу напруги, але при цьому в даному режимі протікають додаткові комутаційні струми, що знижують коефіцієнт корисної дії перетворювача.

Для того, щоб визначитися який режим є більш доцільним, був проведений аналіз комутаційних втрат перетворювача при підключенні перетворювача до мережі живлення з різною потужністю.

Для підтримки заданого рівня напруги на конденсаторі снабера в найпростішому випадку можна використати паралельний резистор R (рис. 15).

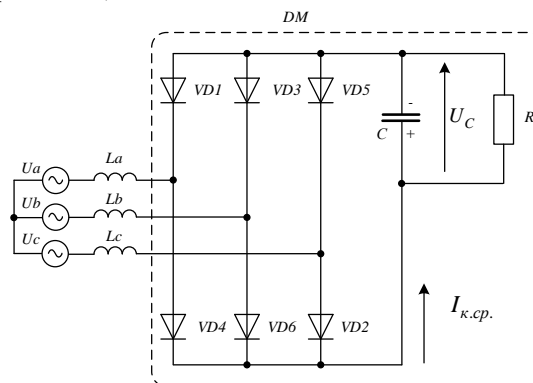


Рисунок 15 – Схема снаберного пристрою

Використовуючи знайдені вирази для визначення тривалості комутаційного процесу (табл. 3), амплітуду струму комутації $I_k = P_H/4 \cdot U_H$ і період повторення комутаційних процесів (рис. 16), можна знайти середнє значення струму комутації

$$I_{к.ср.} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_6)}{T} \cdot P_H/4 \cdot U_H \cdot \quad (5)$$

Потужність комутаційних процесів можна визначити за формулою

$$P_{ком.} = I_{ком.ср.} \cdot U_C = I_{ком.ср.}^2 \cdot R = \frac{U_C}{R} \cdot \quad (6)$$

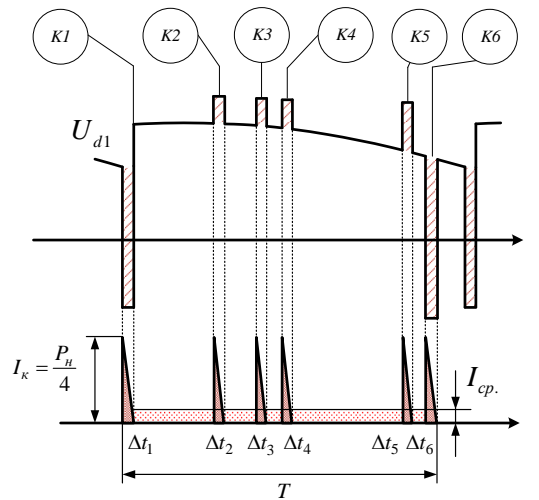


Рисунок 16 – Осцилограми випрямленої напруги моста з ШІМ, та струм снабера під час комутації

Для того щоб визначити потужність комутаційних втрат перетворювача необхідно визначити індуктивність мережі живлення. Знаючи відношення струму короткого замикання мережі живлення до струму навантаження (IEEE 519), можна визначити індуктивність розсіювання фази мережі живлення за наступними виразами

$$K_{\text{мережі}} = \frac{I_{SC}}{I_L}, \quad (7)$$

де I_{SC} – струм короткого замикання мережі живлення, I_L – струм навантаження.

$$I_{SC} = \frac{U_{\text{мережі ф.}}}{\omega \cdot L_{\phi}}, \quad (8)$$

де $U_{\text{мережі ф.}}$ – фазна напруга джерела живлення, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$.

Струм фази знаходимо за виразом

$$I_{L\phi} = \frac{\frac{P_H}{3}}{U_{\text{мережі ф.}}}. \quad (9)$$

Тоді

$$\frac{\left(\frac{U_{\text{мережі ф.}}}{\omega \cdot L_{\phi}} \right)}{\left(\frac{P_H}{U_{\text{мережі ф.}}} \right)} = \frac{U_{\text{мережі ф.}} \cdot U_{\text{мережі ф.}}}{\omega \cdot L_{\phi} \cdot \frac{P_H}{3}} = \frac{3 \cdot U_{\text{мережі ф.}}^2}{\omega \cdot L_{\phi} \cdot P_H} = K_{\text{мережі}}. \quad (10)$$

З (10) індуктивність фази джерела живлення буде визначатися

$$L_{\phi} = \frac{3 \cdot U_{\text{мережі ф.}}^2}{\omega \cdot P_{\text{н}} \cdot K_{\text{мережі}}} \quad (11)$$

На рис. 17 представлено залежність індуктивності розсіювання фази від потужності мережі живлення при різних значеннях потужності навантаження.

На рис. 18 представлено залежність потужності комутації від індуктивності мережі живлення при потужності навантаження 90 кВт та різних значеннях напруги на конденсаторі снабера.

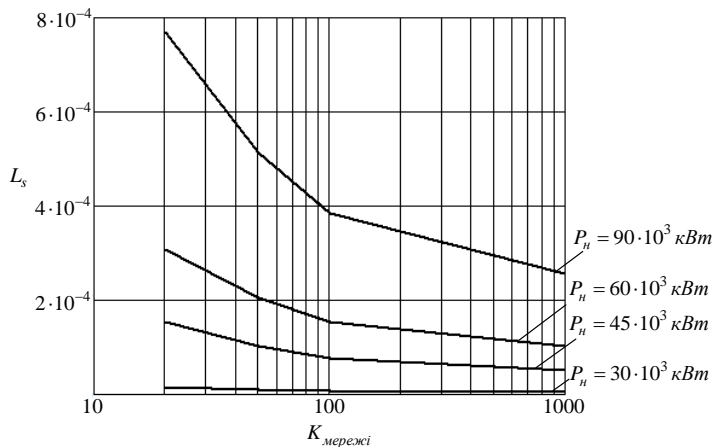


Рисунок 17 – Залежність індуктивності розсіювання фази від потужності мережі живлення $U_{\phi} = 220 \text{ В}$

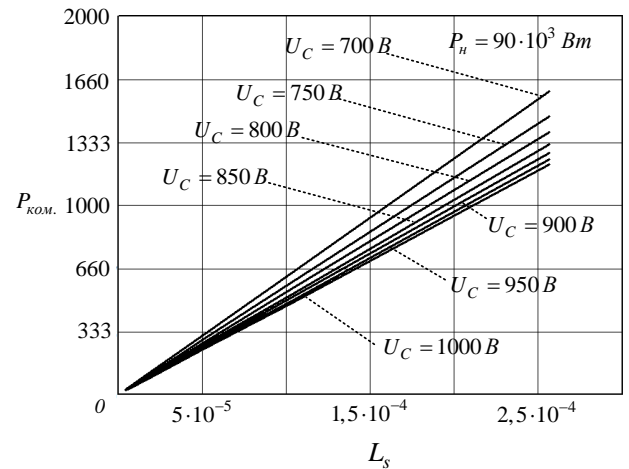


Рисунок 18 – Залежність потужності комутації від індуктивності мережі живлення при потужності навантаження 90 кВт, $U_{\phi} = 220 \text{ В}$

На рис. 19 представлено залежності потужності комутації від індуктивності мережі живлення при різних значеннях потужності навантаження, $U_C = 800 \text{ В}$.

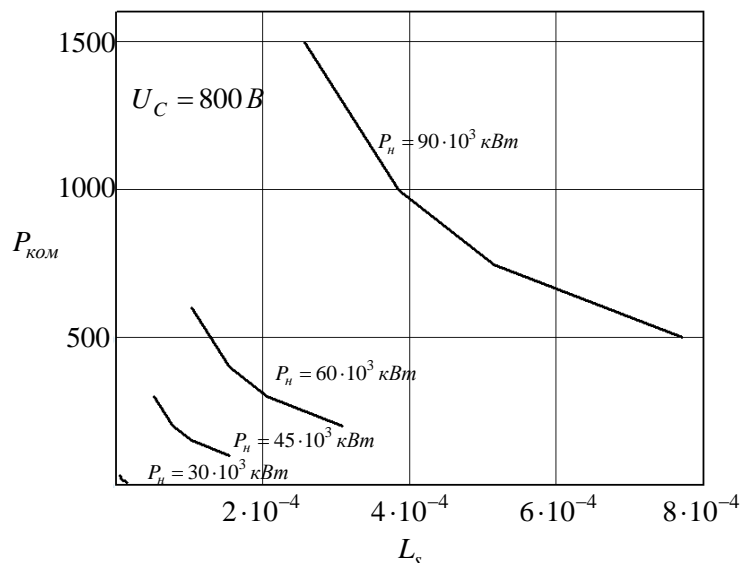


Рисунок 19 – Залежності потужності комутації від індуктивності мережі живлення при різних значеннях потужності навантаження, $U_C = 800 \text{ В}$

При потужності мережі $I_{SC}/I_L = 20$ потужність комутації, яка розсіюється в активному опорі, складає 1120 Вт, або 1 % від потужності навантаження. При використанні більш потужних мереж, комутаційні втрати зменшуються.

Після аналізу комутаційних втрат можна зробити наступні висновки:

– здійснення передачі накопиченої енергії під час комутації назад в мережу є недоцільним;

– так як потужність комутаційних процесів мало впливає на ККД, в якості робочого режиму роботи снабера, можна використати другий режим, де рівень напруги на конденсаторі можна прийняти $E_{am} \cdot 1,15$.

Четвертий розділ присвячений експериментальній перевірці теоретичних результатів, отриманих у попередніх розділах. Визначено особливості імітаційного моделювання напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Структурне моделювання перетворювача дозволяє підтвердити теоретичні положення і, в першому наближенні, технічну ефективність запропонованих рішень. Ідеї та алгоритми, закладені в схемотехніку паралельних схем багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз, на першому етапі були відпрацьовані в пакеті комп'ютерного імітаційного моделювання Matlab.

Розроблені Matlab-моделі схем 24-пульсних паралельних випрямлячів з використанням в якості узгоджувачого пристрою знижувальних, підвищувальних автотрансформаторів та понижуючої ШІМ для узгодження рівнів середнього значення випрямлених напруг уніфікованих випрямлячів які працюють з малими кутами керування і випрямлячів, які працюють з великими кутами керування.

В табл. 4 представлені основні енергетичні показники отриманих при моделюванні роботи 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз з використанням підвищувального та понижуючого автотрансформаторів в якості узгоджувачого пристрою.

Таблиця 4 – Основні енергетичні показники отримані при моделюванні роботи 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз при роботі з використанням автотрансформаторів в якості узгоджувачого пристрою.

	Режим випрямляча	
	Підвищувальний автотрансформатор	Понижуючий автотрансформатор
	24-пульсний випрямляч. $P_n = 90$ кВт	
Струм навантаження	176 А	189 А
Напруга на навантаженні	510 В	475 В
Потужність автотрансформатора	1200 Вт	1000 Вт
THD %	8,8	8,72

Аналіз отриманих осцилограм та експериментальних залежностей підтверджує коректність теоретичних висновків, отриманих в дисертаційній роботі.

Досліджені електромагнітні процеси та енергетичні показники 24-пульсного паралельного випрямляча, який працює від мережі 380 В, на активно-ємнісне навантаження потужністю 90 кВт. Дослідження проводилися в комп'ютерній програмі Matlab/Simulink.

Комутація струму в IGBT-транзисторах, як видно з рис. 20, проходить миттєво, це пояснюється тим, що в будь який момент часу струм фази, який виходить з роботи компенсує струм фази, яка тільки входить в роботу.

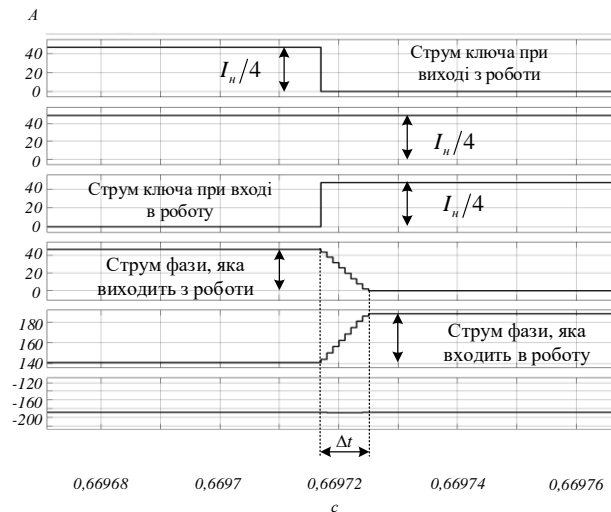


Рисунок 20 – Комутація струму в ключах випрямляча

На рис. 21, а, представлено машинограми випрямленої напруги уніфікованого модуля і струм комутації. Середнє значення струму комутації, як видно з рис. 27, а, дорівнює $I_{\text{ком.ср.}} = 1,18\text{A}$ при $L_s = 250\text{мГн}$, $P_n = 90\text{кВт}$, $U_C = 850\text{В}$. Потужність комутаційних процесів (енергія розсіювання в активному опорі снабера) визначимо за формулою (6)

$$P_{\text{ком.}} = I_{\text{ком.ср.}} \cdot U_C = 1,18 \cdot 850 = 1120\text{Вт.}$$

Як видно з рис. 21, б, теоретичні результати для визначення потужності комутаційних процесів отримані аналітично співпадають з експериментальними.

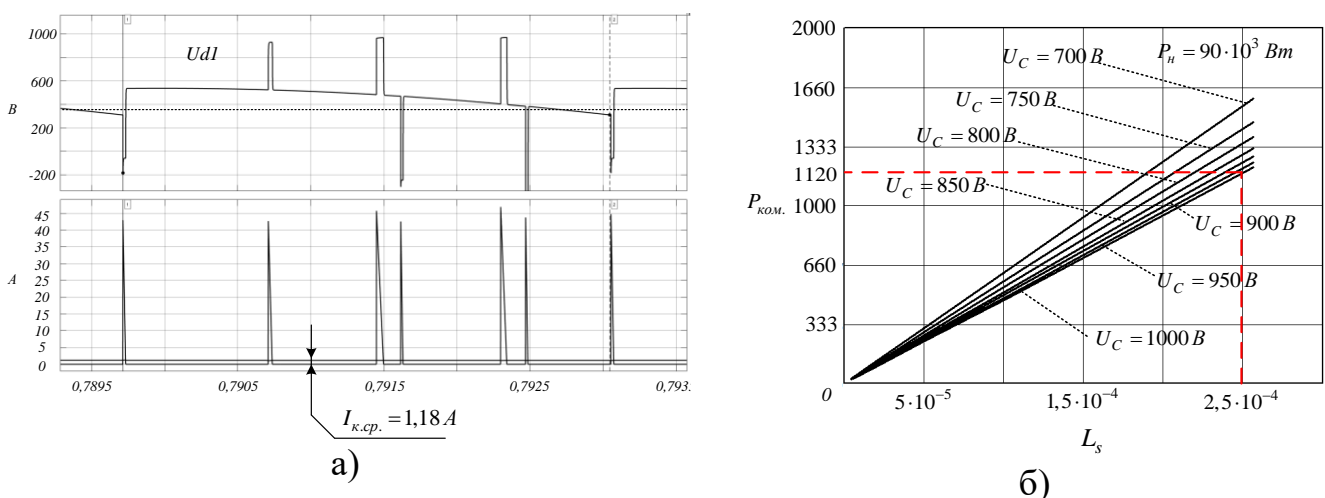


Рисунок 21 – Машинограми випрямленої напруги уніфікованого модуля і струм комутації (а), залежність потужності комутації від індуктивності мережі живлення при потужності навантаження 90 кВт (б)

На рис. 22 представлено осцилограми випрямлених напруг чотирьох уніфікованих модулів (U_{d1} , U_{d2} , U_{d3} , U_{d4}), фазні струми споживаної з мережі (I_a , I_b , I_c) та фазні

напруги джерела живлення (U_a, U_b, U_c) 24-пульсного випрямляча з електронним зсувом фаз та ШІМ.

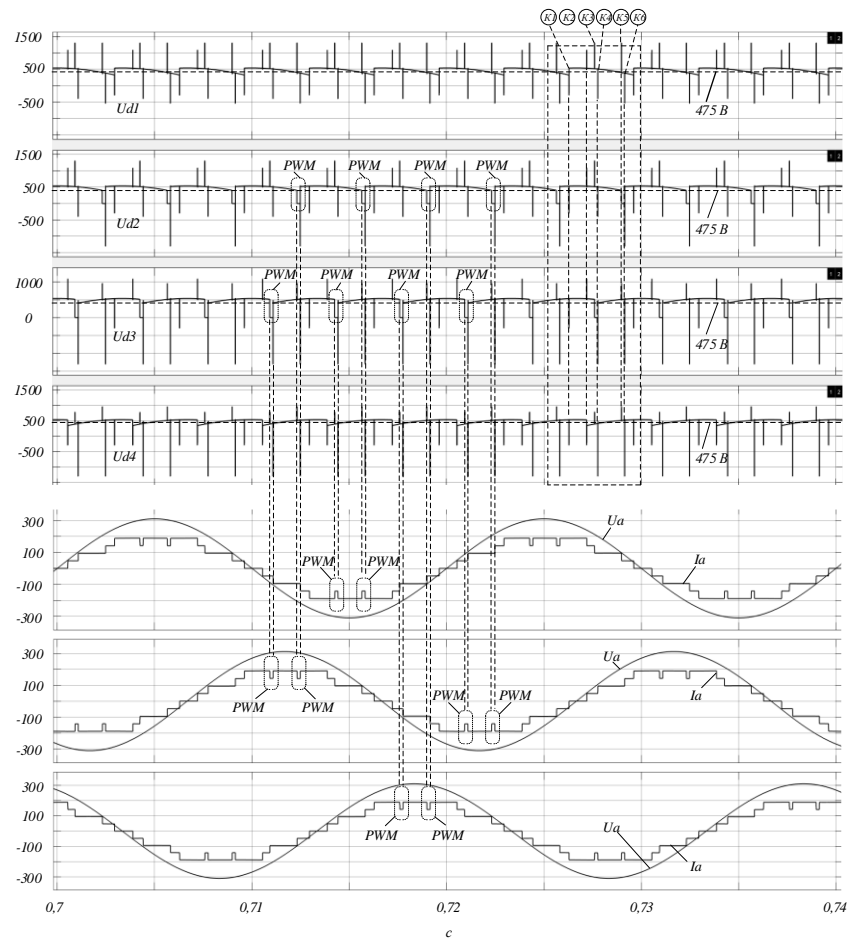
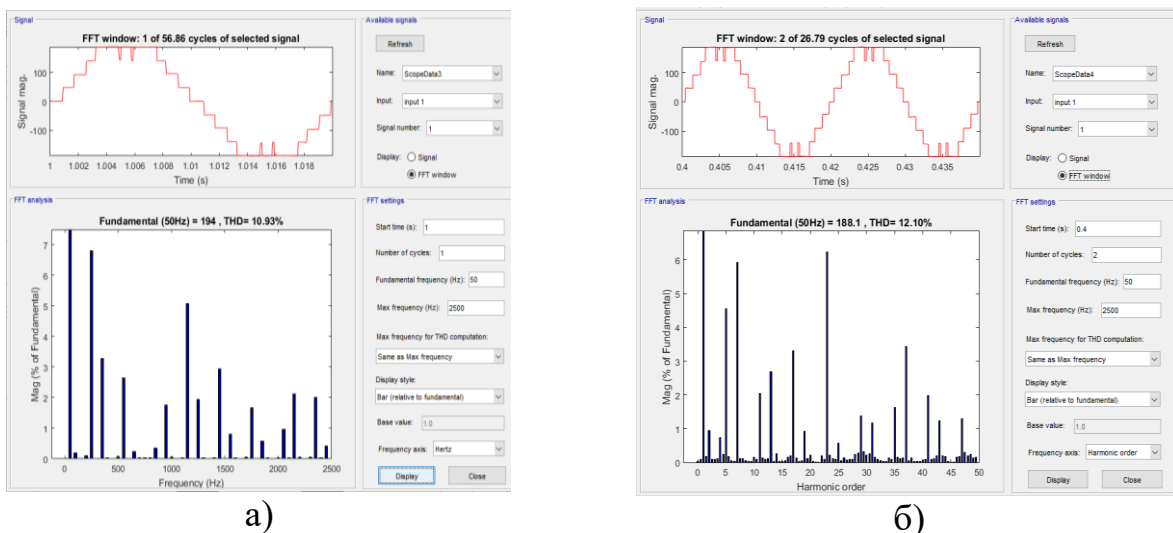


Рисунок 22 – Осцилограми випрямленої напруги чотирьох уніфікованих модулів, фазні струми споживаної з мережі та фазні напруги джерела живлення

Середнє значення випрямленої напруги для кожного з уніфікованих модулів становить 475 В.

На рис. 23 представлено гармонічний склад споживаного струму з мережі 24-пульсним випрямлячем з електронним зсувом фаз і ШІМ.



а)

б)

Рисунок 23 – Гармонічний склад фазного струму 24-пульсного випрямляча знятого до снабера (а) гармонічний склад фазного струму 24-пульсного випрямляча знятого після снабера (б)

ВИСНОВКИ

Дисертація є закінченою науковою працею, у якій на підставі отриманих результатів проведених досліджень було вирішено актуальну науково-практичну задачу створення трифазних багатопульсних випрямлячів з використанням електронного зсуву фаз. Проведені дослідження дозволяють зробити такі основні висновки:

1. На основі аналізу характеристик існуючих трифазних багатопульсних випрямлячів з магнітними фазозсувними пристроями, теоретично обґрунтовано доцільність використання трифазних багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз. Застосування електронного зсуву фаз в трифазних багатопульсних випрямлячах дає можливість зменшити масові показники пристрою, а за рахунок використання «випереджаючих» і «відстаючих» кутів керування досягти високого коефіцієнту зсуву споживного струму мережі відносно напруги живлення випрямляча.

2. Створено та теоретично обґрунтовано структуру багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз пульсністю більше 12-ти, що дозволяє поліпшити гармонічний склад споживаного струму за рахунок підвищення пульсності випрямляча. Оптимальним з точки зору кількості використовуваних напівпровідникових ключів, електромагнітної сумісності з джерелом живлення (519 стандарт) є 18 і 24-пульсні випрямлячі для мереж низької потужності.

3. На підставі аналізу роботи багатопульсних випрямлячів з використанням одноопераційних та повністю керованих напівпровідникових ключів обґрунтовано доцільність використання повністю керованих напівпровідникових ключів з зворотною блокуючою здібністю. Використання повністю керованих напівпровідникових ключів з зворотною блокуючою здібністю дає можливість застосувати низькочастотну ШІМ для вирівнювання середнього значення випрямлених напруг.

4. Розроблена структура багатопульсного випрямляча з використанням низькочастотної широтно-імпульсної модуляції для балансування вихідних напруг модулів трифазного випрямляча (вирівнювання струмів модулів працюючих з різними кутами керування), що дозволяє реалізувати схему перетворювача без використання вхідних узгоджувальних електромагнітних елементів.

5. Досліджено електромагнітні процеси в трифазних багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз при використанні повністю керованих напівпровідникових ключів зі зворотною блокуючою здатністю, що дало можливість отримати основні вирази для оцінки комутаційних втрат. Отримані вирази та залежності комутаційних процесів підтверджено імітаційним моделюванням.

6. Результати дисертаційної роботи використано в навчальному процесі кафедри промислової і біомедичної електроніки Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» при підготовці лабораторного практикуму для студентів за спеціалізацією 171.01 – «Промислова електроніка» в курсах «Джерела електроживлення», «Енергозбереження в системах електроживлення з напівпровідниковими перетворювачами».

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Войтович Ю.С. Использование принципов электронных систем вторичного электропитания для широкодиапазонного бесконтактного управления коммунальными электрическими объектами / Ю.П. Гончаров, Ю.С. Войтович, В.В. Ивахно, А.В. Лобко, Е.И. Опанасенко // Вісник НТУ «ХП». Серія «Нові рішення в сучасних технологіях». – Харків: НТУ «ХП». – 2013. – №18 (991). – С. 21-28.

Здобувачем виконано імітаційне моделювання електромагнітних процесів, які протікають у перетворювачі, що підтвердило основні положення статті.

2. Войтович Ю.С. Преобразователи солнечной энергии в электрическую при линейном расположении фотогенераторов / Е. И. Сокол, Ю. П. Гончаров, А. В. Ереско, В. В. Ивахно, С. Ю. Кривошеев, Ю. С. Войтович, Е. А. Маляренко, Б. А. Стысло // Журнал «Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит». Спеціальний випуск Том II №8 (114) 2013, С. 213 – 219

Здобувачем запропоновано використання узгоджуючого пристрою прямо-ходової топології в системах перетворення сонячної енергії в електричну.

3. Войтович Ю.С. Применение прогнозных методов для управления полупроводниковыми преобразователями в системе электроснабжения / Е. И. Сокол, Ю. П. Гончаров, В. В. Замаруев, В. В. Ивахно, С. Ю. Кривошеев, А. В. Лобко, А.В. Безъязычный, Ю. С. Войтович, Б. А. Стысло, И.В. Дзюндзя // Журнал «Техническая электродинамика» № 6, 2014 С. 37– 40.

Здобувачем розроблено методіку синтезу керуючих структур на основі прогнозних принципів керування, яка дозволяє підвищити ефективність прогнозного стеження.

4. Войтович Ю.С. Новый безтрансформаторный багатопульсный выпрямляч з електронним зсувом фаз / Сокол Є.І., Войтович Ю.С., Замаруев В.В., Ивахно В.В., Бутова О.А. // Журнал «Електротехніка та електромеханіка». Спеціальний випуск до XXII Міжнародної науково-технічної конференції «Силовая електроніка та Енергоефективність» Том II. 2016/4(2), С 81-86.

Здобувачем виконано постанову задачі, запропоновано методіку постановки експерименту.

5. Войтович Ю.С. 18-пульсный выпрямитель с электронным сдвигом фаз и согласующим автотрансформатором / Е.И. Сокол, Ю.С. Войтович, В.В. Замаруев, О.А. Бутова // Вісник НТУ «ХП», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. – Харків: НТУ «ХП». – 2018. - №26 (1302). С. 57-62.

Здобувачем запропоновано використання підвищувального або понижуючого автотрансформатора для збалансування рівня середнього значення випрямленої напруги уніфікованих випрямлячів, які входять в склад 18-ти пульсного випрямляча, виконано імітаційне моделювання.

6. Voitovych Yu. Rectifiers with a combined filtration of primary current for high - frequency power systems / E. Sokol, Yu. Voitovych, Yu. Goncharov, A. Eresko, V. Ivakhno, S. Krivosheev, V. Zamaruiev, A. Lobko // Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on, pp. 316 – 319.

Здобувачем виконано імітаційне моделювання фільтрів дискретної частоти.

7. Voitovych Yu. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier / E. Sokol, Yu. Voitovych, V. Zamaruiev, V. Ivakhno // The Scientific Journal of Riga Technical University - Electrical, Control and Communication Engineering, Riga, 2017, pp. 5-10.

Здобувачем виконано постанову задачі, виконано імітаційне моделювання 24-х пульсного випрямляча з використанням ШІМ.

8. Voitovych Yu. 18-Pulse Rectifier with Electronic Phase Shifting and Pulse Width Modulation / E. Sokol, Yu. Voitovych, V. Zamaruiev, V. Ivakhno, O. Butova, V. Makarov // IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS) 2018, pp. 290 – 294.

Здобувачем виконано постанову задачі, запропоновано метод широтно-імпульсної модуляції для збалансування рівня середнього значення випрямленої напруги уніфікованих випрямлячів, які входять в склад 18-ти пульсного випрямляча.

9. Voitovych Yu. 18-pulse Rectifier with Electronic Phase Shifting with Autotransformer in Inverter and Rectifier Mode / Yu. Voitovych, V. Makarov, I. Pichkalov // IEEE 6th Workshop on «Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering» (AIEEE). 2018.

Здобувачем обґрунтована можливість роботи трифазних багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз в інверторному режимі, виконано імітаційне моделювання.

10. Voitovych Yu. Electronic Phase Shifting in Multipulse Rectifier / E. Sokol, Yu. Voitovych, V. Zamaruiev, V. Ivakhno // 16th international symposium Pärnu 2017 «Topical problems in the field of electrical and power engineering» and «Doctoral school of energy and geotechnology III» Estonia, 2017, pp. 160-163.

Здобувачем здійснено математичне моделювання роботи випрямлячів з електронним зсувом фаз.

11. Voitovych Yu. AC/DC Converters for System with DC-Link / E. Sokol, Yu. Voitovych, V. Zamaruiev, V. Ivakhno, O. Lukashuk // 17th international symposium Kuressaare 2018 «Topical problems in the field of electrical and power engineering» and «Doctoral school of energy and geotechnology III» 2018, Estonia, pp. 162-165.

Здобувачем виконано порівняльний аналіз роботи трифазних активних випрямлячів з трифазними випрямлячами, які використовують принцип електронного зсуву фаз.

АНОТАЦІЇ

Войтович Ю.С. Трифазні багатопульсні випрямлячі з електронним зсувом фаз. На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії» – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», Харків, 2019.

Дисертацію присвячено вирішенню важливої наукової задачі – створенню трифазних напівпровідникових перетворювачів з покращеними енергетичними та масовими характеристиками.

Проведено аналіз характеристик існуючих типів трифазних випрямлячів з електронним зсувом фаз та показано, що трифазний випрямляч з електронним зсувом фаз пульсністю більш ніж 12 має містити узгоджувальний пристрій для балансування рівня вихідних напруг.

Запропоновано використання низькочастотної широтно-імпульсної модуляції для балансування вихідної напруги модулів трифазного випрямляча, що дає можливість відмовитися від застосування автотрансформаторів на вході перетворювача.

Проаналізовано електромагнітні процеси в перетворювачі на основі багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз та показано, що для розглянутого класу перетворювачів доцільно використовувати випрямлячі з пульсністю від 18 до 24 для мереж малої потужності.

Запропоновані схемотехнічні рішення багатопульсних випрямлячів з електронним зсувом фаз, можуть бути використані в розробці та проектуванні перспективних джерел постійного струму, що вимагають покращених масових показників, відповідності вимогам по електромагнітній сумісності. Наприклад:

- при розробці та проектуванні перспективних джерел постійного струму електрифікованих залізниць.

- в наземному електрообладнанні аеропортів, як складова частина комплексу наземного живлення 3x115 В 400 Гц 30-90 кВт та ін.

Ключові слова: джерело постійного струму; електронний зсув фаз; електромагнітна сумісність; зворотна блокуюча здатність; комутаційні процеси; коефіцієнт гармонічних спотворень; комутаційні втрати; узгоджувальний пристрій; широтно-імпульсна модуляція.

Войтович Ю.С. Трехфазные многопульсные выпрямители с электронным сдвигом фаз. На правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12 «Полупроводниковые преобразователи электроэнергии» - Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Харьков, 2019.

Диссертация посвящена решению важной научной задачи - созданию трехфазных полупроводниковых преобразователей переменного тока в постоянный с улучшенными энергетическими и массовыми характеристиками.

Проведен анализ характеристик существующих типов трехфазных выпрямителей с электронным сдвигом фаз и показано, что трехфазный выпрямитель с электронным сдвигом фаз пульсностью более чем 12 должен содержать согласующее устройство для балансирования уровня выходных напряжений.

Предложено использование низкочастотной широтно-импульсной модуляции для балансировки выходного напряжения модулей трехфазного выпрямителя, что позволяет отказаться от применения автотрансформаторов на входе преобразователя.

Проанализированы электромагнитные процессы в преобразователе на основе многопульсных выпрямителей с электронным сдвигом фаз и показано, что для рассмотренного класса преобразователей целесообразно использовать выпрямители с пульсностью от 18 до 24.

Предложенные схемотехнические решения многопульсных выпрямителей с электронным сдвигом фаз, могут быть использованы в разработке и проектировании перспективных источников постоянного тока, требующие улучшенных массовых показателей и соответствия требованиям по электромагнитной совместимости.

Например:

- При разработке и проектировании перспективных источников постоянного тока электрифицированных железных дорог.

– В наземном электрооборудовании аэропортов, как составная часть комплекса наземного питания $3 \times 115 \text{ В } 400 \text{ Гц } 30\text{-}90 \text{ кВт}$ и др.

Ключевые слова: источник постоянного тока; электронный сдвиг фаз; электромагнитная совместимость; обратная блокирующая способность; коммутационные процессы; коэффициент гармонических искажений; коммутационные потери; согласующий устройство; широтно-импульсная модуляция.

Voitovich, Yu. S. Three-phase multipulse rectifiers with electronic phase shift. Manuscripts.

Thesis for the degree of candidate of technical sciences in the specialty 05.09.12 «Semiconductor power converters» - National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Kharkov, 2019.

The thesis is devoted to the solution of an important scientific problem - the creation of three-phase semiconductor converters of alternating current to constant current with improved energy and mass characteristics.

The characteristics of existing types of three-phase rectifiers with electronic phase shift are analyzed and it is shown that a three-phase rectifier with electronic phase shift with a pulse frequency of more than 12 should contain a matching device for balancing the output voltage level.

The use of low-frequency pulse-width modulation for balancing the output voltage of three-phase rectifier modules is proposed, which eliminates the use of autotransformers at the input of the converter.

Electromagnetic processes in the converter based on multipulse rectifiers with electronic phase shift are analyzed and it is shown that for the considered class of converters it is advisable to use rectifiers with a pulse range from 18 to 24.

The proposed circuit solutions of multi-pulse rectifiers with electronic phase shift can be used in the development and design of promising sources of direct current, requiring improved mass performance and compliance with the requirements for electromagnetic compatibility.

For example:

- In the development and design of promising sources of direct current electrified railways.

- In the ground electrical equipment of airports, as an integral part of the ground supply complex $3 \times 115 \text{ V } 400 \text{ Hz } 30\text{-}90 \text{ kW}$, etc.

Keywords: direct current source; electronic phase shift; electromagnetic compatibility; reverse blocking ability; switching processes; harmonic distortion factor; switching losses; matching device; pulse width modulation.

Підписано до друку 20.06.2019 р. Формат 60x90/16.
Гарнітура Times New Roman. Папір офсетний
Друк – різнограф. Ум. друк. аркушів 0,9
Наклад 100 прим. Зам. № 0510

Надруковано у копі-центрі «Моделіст»
(ФО-П Миронов М.В., Свідотство ВО4 №022953)
м. Харків, вул. Мистецтв, 3
