


**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»**

Шавьолкін Олександр Олексійович



УДК 621.314.26

**БАГАТОРІВНЕВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ З ПОКРАЩЕНИМИ
ЕНЕРГЕТИЧНИМИ ПОКАЗНИКАМИ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Харків - 2011

Дисертацією є рукопис

Роботу виконано на кафедрі електротехніки Донецького національного технічного університету Міністерства освіти і науки, молоді та спорту України, м. Донецьк

Науковий консультант: доктор технічних наук, професор
Жемеров Георгій Георгієвич,
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»,
професор кафедри промислової та
біомедичної електроніки

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Жуйков Валерій Якович,
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут», м. Київ,
декан факультету електроніки

доктор технічних наук, професор
Переверзев Анатолій Васильович,
Запорізький інститут економіки та
інформаційних технологій, м. Запоріжжя,
проректор з наукової роботи

доктор технічних наук, доцент
Домнін Ігор Феліксович,
інститут «Іоносфера», м. Харків,
директор

Захист відбудеться « 13 » жовтня 2011 р. о 14.30 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.050.04 в Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут», за адресою: 61002, м. Харків-2, вул. Фрунзе, 21

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», за адресою: 61002, м. Харків-2, вул. Фрунзе, 21

Автореферат розісланий « 12 » вересня 2011 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради



Осичев О.В.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Напівпровідникові багаторівневі перетворювачі частоти (БПЧ) знаходять широке застосування в енергозберігаючому регульованому електроприводі змінного струму з напругою до 10 кВ і системах електропостачання з відновлюваними джерелами енергії. Гармонічний склад вихідної напруги БПЧ визначає втрати електричної енергії в навантаженні і з'єднувальних кабелях, пульсації електромагнітного моменту двигуна. По відношенню до мережі живлення перетворювач повинен забезпечувати високий коефіцієнт потужності, що вимагає мінімального кута зсуву і коефіцієнту гармонік струму, що споживається з мережі. Сам перетворювач, що має, зазвичай, високий ККД (95-97%) при потужності декілька МВА також є ланкою, в якій може бути досягнутий ефект енергозбереження шляхом зниження втрат енергії в силових колах.

Значний внесок у вирішення проблеми забезпечення необхідного рівня якості електроенергії на вході та виході перетворювачів, підвищення енергетичної ефективності перетворення енергії внесли: П.Д. Андрієнко, А.Я. Бернштейн, В.О. Барський, О.В. Волков, Ю.П. Гончаров, Е.М. Гречко, Г.Г. Жемеров, В.Я. Жуйков, Г.С. Зінов'єв, К.О. Липківський, В.М. Михальський, В.Б. Павлов, А.В. Переверзєв, В.С. Руденко, В.І. Сенько, Є.І. Сокол, В.Ю.Тонкаль, С.О. Харитонов, Е.М. Чехет, А.А. Щерба, А.К. Шидловський, Р.Т. Шрейнер, М.М. Юрченко, К.А. Corzine, J.W.Dixon, N. Mohan, A. Nabae, F.Z.Peng, C. Rech, A.Rufer, J. Rodrigues, J. Song-Manguelle, L.M. Tolbert, M.Veenstra та інші.

Відповідність вихідної напруги БПЧ ДСТУ 13109-97 (при напрузі 6 кВ коефіцієнт гармонік $THD=5-8\%$) досягається збільшенням кількості її рівнів, що ускладнює силові кола – кількість ключів на фазу каскадного БПЧ при напрузі 6 кВ становить 20 - 24. Одночасно струм проводить половина з них. Це викликає значні статичні і динамічні (при використанні ШІМ) втрати енергії в ключах. Складні і вхідні кола, що містять багатообмотковий трансформатор, значну кількість випрямлячів з ємнісними вихідними фільтрами.

Перспективним напрямком в плані покращення якості вихідної напруги при спрощенні силових кіл БПЧ і зменшенні витрат енергії в ключах є використання принципу асиметрії і гібридних схем. Проте методологія реалізації таких рішень потребує серйозної теоретичної доробки з позиції вибору кратності напруги і принципів керування, перерозподілу завантаження елементів схеми і, особливо, забезпечення якості вхідного струму.

При створенні перспективних і удосконаленні існуючих рішень БПЧ виникає комплекс недостатньо вирішених теоретичних і практичних проблем. Так, на сучасний момент, це стосується систематизації БПЧ, загальних принципів їх реалізації, методів розрахунку завантаження і параметрів схем, показників БПЧ. Недостатньо вивчені питання щодо формування вхідного струму БПЧ при використанні у вхідних колах значної кількості випрямлячів на діодах з ємнісним фільтром, робота яких має певні особливості і залежить від типу і схеми інвертору.

Таким чином, актуальною є проблема розробки силових кіл і принципів керування енерго-ефективних БПЧ, що забезпечать відповідний стандартам гармонічний склад вхідного струму і вихідної напруги при щонайбільшому співвідношенні

кількості рівнів вихідної напруги до кількості ключів; вдосконалення методів розрахунку і забезпечення заданого гармонічного складу вхідного струму і вихідної напруги БПЧ; розробки методів розрахунку параметрів силових схем, систем керування і регулювання, вирішенню якої присвячена дисертаційна робота.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота виконана на кафедрі електротехніки Донецького НТУ. Здобувач був відповідальним виконавцем держбюджетних НДР МОН України «Багаторівневі перетворювачі частоти. Дослідження принципів реалізації і нових схемних рішень» (ДР № 0108U001027), «Підвищення енергетичних характеристик та ефективності використання багаторівневих перетворювачів частоти середньої напруги» (ДР № 0110U001054), пошукової НДР кафедри «Дослідження процесів і вдосконалення принципів керування та схемних рішень в напівпровідникових перетворювачах для енергозберігаючого електроприводу змінного струму» (Н-7-03) і науковим керівником НДР «Дослідження принципів реалізації і нових схемних рішень багаторівневих перетворювачів частоти і апарату захисту від струмів витoku для мереж з ізольованою нейтраллю» (Н-4-07), а також договору про творчу співпрацю «Розробка і дослідження перспективних схемних рішень перетворювачів частоти для високовольтного електроприводу» з Донецьким заводом високовольтних апаратів.

Мета і завдання дослідження. Мета роботи - розвиток теоретичних положень створення енергоефективних асиметричних БПЧ.

Для реалізації мети поставлені наступні наукові завдання:

- виконати системний аналіз схемних рішень і методів керування БПЧ, на підставі чого виявити можливості їх удосконалення у обраному напрямку та нові схемні рішення, що забезпечать найбільше співвідношення кількості рівнів вихідної напруги до кількості ключів;
- розвинути теоретичні положення щодо визначення і формування гармонічного складу струму на вході БПЧ при використанні у вхідних колах БПЧ багатофазних схем випрямлення (БСВ), випрямлячі яких мають вихідні ємнісні фільтри і працюють на інвертори з різним завантаженням;
- розвинути принципи формування вихідної напруги БПЧ із заданим гармонічним складом при мінімальній кількості перемикачів ключів;
- розвинути принципи реалізації асиметричних каскадних і гібридних БПЧ щодо побудови силових кіл, вибору кратності напруги інверторів, методів формування напруги, перерозподілу завантаження інверторів, принципів реалізації режиму роботи окремих інверторів без джерела енергії;
- розробити методики визначення гармонічного складу вихідної напруги, розрахунку параметрів сигналів керування, параметрів і завантаження елементів силових кіл, витрат енергії у ключах БПЧ для запропонованих принципів реалізації;

Об'єктом дослідження є електромагнітні процеси і енергетичні показники в напівпровідникових багаторівневих перетворювачах частоти.

Предметом дослідження є силові схеми, принципи керування БПЧ та методи формування їх вихідної напруги і вхідного струму.

Методи дослідження. Для аналізу електромагнітних процесів, при складанні математичних моделей та розрахунку параметрів силових кіл використані методи теорії електричних кіл. Для аналізу гармонічного складу вхідного струму і вихідної напруги,

розрахунку завантаження елементів схеми, параметрів сигналів керування і силових кіл використане розкладання в ряд Фур'є і комутаційні функції. При визначенні принципів керування й регулювання, кратності напруги джерел АІН використані метод просторового вектору, елементи теорії автоматичного регулювання. Для розрахунку миттєвих значень струмів і напруги, визначення параметрів коригуючих сигналів використані методи рішення диференціальних і трансцендентних рівнянь. Методи математичного та комп'ютерного моделювання використані для експериментального дослідження запропонованих рішень.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

1. Удосконалено метод розрахунку вищих гармонік вхідного струму БПЧ, який відрізняється тим, що для базових 12-и, 18-и і 24-х фазних БСВ, утворюючих його вхідні кола, гармоніки струму розраховуються відповідно до відносних значень вихідної напруги випрямлячів. При цьому використовуються відносні значення амплітуд гармонік струму і їх фази, що визначені для трифазного мостового випрямляча з вихідним ємнісним фільтром (ТМВ). Це спрощує і підвищує точність розрахунків при будь-якому сполученні базових БСВ і будь-якому завантаженні випрямлячів, що в них використовуються.

2. Обґрунтована наявність низькочастотних або постійної складових у вхідному струмі ТМВ, що працює на автономний інвертор напруги (АІН). Показано, що частота низькочастотної гармоніки визначається частотою вихідної напруги АІН і його схемою, а її фаза – фазами вхідної напруги ТМВ і вихідного струму АІН. Визначені умови і можливості використання БСВ у вхідних колах БПЧ для придушення низькочастотних складових у вхідному струмі.

3. Вперше встановлено, що при квантуванні за рівнем модуляція напруги завдання третьою і дев'ятою гармоніками дозволяє знизити THD вихідної напруги БПЧ у порівнянні з використанням багаторівневої ШІМ (БШІМ) і отримати такі ж значення зваженого коефіцієнту гармонік THD_w , як і при БШІМ з частотою модуляції 3 кГц. Це порівняно з БШІМ дозволяє зменшити втрати енергії на перемикання ключів у шість і більше разів. Запропоновано метод розрахунку амплітуди модулюючих гармонік.

4. Вперше встановлена можливість виключення циркуляції енергії між АІН у фазі БПЧ і перерозподілу їх завантаження відповідно до кратності напруги АІН, що забезпечує поліпшення гармонічного складу вхідного струму і вихідної напруги БПЧ. Це досягається використанням модифікованих алгоритмів ШІМ або модуляції напруги завдання гармоніками кратними трьом, відповідно до встановленої залежності амплітуд модулюючих гармонік від амплітуди вихідної напруги фази БПЧ при використанні ШІМ і квантування за рівнем (патенти України на корисну модель 54953, 56686).

5. Вперше при квантуванні за рівнем і модуляції напруги завдання гармоніками кратними трьом встановлена можливість стабілізації напруги на вході АІН, що не мають джерела енергії, з використанням релейного регулятора, який згідно амплітуді вихідної напруги БПЧ задає два значення амплітуди модулюючих гармонік з умови отримання відносного значення першої гармоніки вихідної напруги АІН $\pm(3-5)\%$ (патенти України на корисну модель 54953, 50429). Це дозволяє обмежити

до 5% відхилення напруги на вході АІН щодо заданого її значення. Запропоновані принципи реалізації двох АІН без джерела енергії на фазу БПЧ з використанням дворівневого релейного регулятора (патент України на корисну модель 54953).

6. Вперше запропоновані схеми гібридних БПЧ (ГБПЧ) на базі чотири - і п'ятирівневого трифазних інверторів при кратності напруги рівня базового і додаткового АІН 3:1. Це в порівнянні з існуючими рішеннями на базі двох- і триврівневого АІН дозволяє збільшити вихідну напругу БПЧ без послідовного з'єднання ключів, знизити втрати енергії в ключах (до 14%) і THD вихідної напруги в схемі з базовим чотирирівневим АІН до 5% і п'ятирівневим АІН до 3%.

7. Розвинуто принцип керування каскадним БПЧ, який відрізняється тим, що окремі АІН або групи АІН у фазі БПЧ мають напруги однакової форми при зсуві їх за фазою основної гармоніки. Поряд з додатковим придушенням гармонік напруги БПЧ при зменшенні кількості перемикань ключів, це забезпечує вирівнювання завантаження АІН і підвищення якості вхідного струму. Запропоновані принципи реалізації при різній кількості АІН у фазі БПЧ, включаючи алгоритм керування і структуру вхідних кіл.

Практичне значення одержаних результатів в галузі напівпровідникових багаторівневих перетворювачів частоти полягає в тому, що розроблені: варіанти побудови силових кіл; алгоритми і структури систем керування й регулювання; методики для визначення гармонічного складу вхідного струму і вихідної напруги; критерії і методики розрахунку параметрів керування і силових кіл. Це складає підґрунтя для проектування ефективних рішень і модифікації БПЧ.

Отримані результати є закінченими для використання при виборі схеми БПЧ згідно значенню вихідної напруги і заданих показників якості при мінімумі ключів і втрат енергії в силових колах, при розрахунку параметрів силових кіл, розробці структури системи керування й регулювання.

Результати роботи прийняті для використання АТ «Донецька інжинірингова група» (м. Донецьк), ТОВ «НДІ Перетворювач» (м. Запоріжжя) і знайшли практичне застосування у виготовленому «НДІ Перетворювач» БПЧ для вітроенергетичної установки ТГ-1000, а також впроваджені в навчальний процес при викладанні здобувачем в ДонНТУ навчальних дисциплін «Перетворювальна техніка», «Основи електроніки, перетворювальної і мікропроцесорної техніки» і поріднених з ними. Створені комп'ютерні моделі БПЧ і інструментальна база для дослідження електромагнітних процесів у системі «мережа - БПЧ - навантаження», методи розрахунку використовуються при підготовці магістрів.

Особистий внесок здобувача. Всі наукові положення, виводи і рекомендації, що викладені в дисертації, належать особисто здобувачу. Серед них: розвиток теоретичних положень використання у вхідних колах БПЧ багатofазних схем випрямлення (БСВ), випрямлячі яких мають вихідні ємнісні фільтри і працюють на інвертори з різним завантаженням щодо визначення і формування гармонічного складу результуючого струму на їх вході; розвиток теоретичних положень щодо вибору кратності напруги інверторів, перерозподілу завантаження АІН, розбудови силових кіл асиметричних каскадних і гібридних БПЧ, реалізації режиму роботи інверторів без джерела енергії; розвиток теоретичних положень щодо покращення гармонічного складу вихідної напруги БПЧ при зменшенні кількості перемикань

ключів і втрат енергії у них; методики розрахунку гармонічного складу вихідної напруги; структури систем керування й регулювання; критерії вибору та методики розрахунку параметрів керування і силових кіл.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертаційної роботи докладались та обговорювались на: науково-практичній конференції “Електромашинобудування та електрообладнання” (Одеса, 2004 р), Всеукраїнській науково-технічній конференції “Електромеханіка, енергетика, електротехніка” (Донецьк, 2007 р), Міжнародних симпозиумах «Проблеми удосконалення електричних машин та апаратів. Теорія і практика» (Харків, 2004 - 2008 рр), Міжнародних науково-технічних конференціях: «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» (Алушта, Крим, 2003-2010 рр); «Силова електроніка та енергоефективність» (Алушта, Крим, 2004-2010 рр); «Проблеми сучасної електротехніки» (Київ, 2008 р); «Інформаційна техніка та електромеханіка на порозі ХХІ віку» (Луганськ, 2005 р); «Математичне моделювання в електротехніці, електроніці і електроенергетиці» (Львів, 2003 р); «Електромеханічні системи, методи моделювання і оптимізації» (Кременчук, 2008 р); «Керування режимами роботи об’єктів електричних та електромеханічних систем» (Святогірськ, 2011 р).

Публікації. Основні положення дисертації відображено у 47 опублікованих наукових працях, у тому числі: 41 праця у наукових фахових виданнях України, 1 патент України на винахід та 5 патентів України на корисну модель.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, п’яти розділів, висновків, додатків, списку використаних джерел. Повний обсяг дисертації складає 486 сторінок, з них: 99 рисунків по тексту; 79 рисунків на 65 сторінках; 68 таблиць по тексту, 45 таблиць на 24 сторінках; 6 додатків на 105 сторінках; 203 найменувань використаних літературних джерел на 22 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовано актуальність вибраної теми, сформульовано мету та основні задачі дисертаційної роботи, наведена загальна її характеристика.

У першому розділі виконано аналіз проблеми відносно БПЧ та розглянуті перспективні рішення. На базі огляду науково-технічної літератури, аналізу і узагальнення досліджень, що проводяться, виконано систематизацію схемних рішень і принципів формування вихідної напруги *увих* БПЧ.

Отримати різні значення (рівні) вихідної напруги можна складанням (відніманням) напруги джерел постійного струму (ДПС) або шляхом почергового підключення навантаження до ДПС різної напруги. В якості ДПС можуть також використовуватися заздалегідь заряджені конденсатори. Складання напруги (струмів) може здійснюватися за допомогою трансформаторів або з використанням обмоток двигуна і принципів незв’язаних кіл. Навантаження БПЧ звичайно трифазне зв’язане (при використанні схем з’єднання «У» або «Δ»), однофазне або трифазне незв’язане. Класифікація схем БПЧ приведена на рис.1.

При наявності вхідного трансформатору використання у схемі БПЧ вихідного трансформатору обумовлює додаткові втрати енергії і недоцільно. Разом з цим, такі БПЧ можуть бути ефективними у енергетиці, де трансформатор є елементом си-

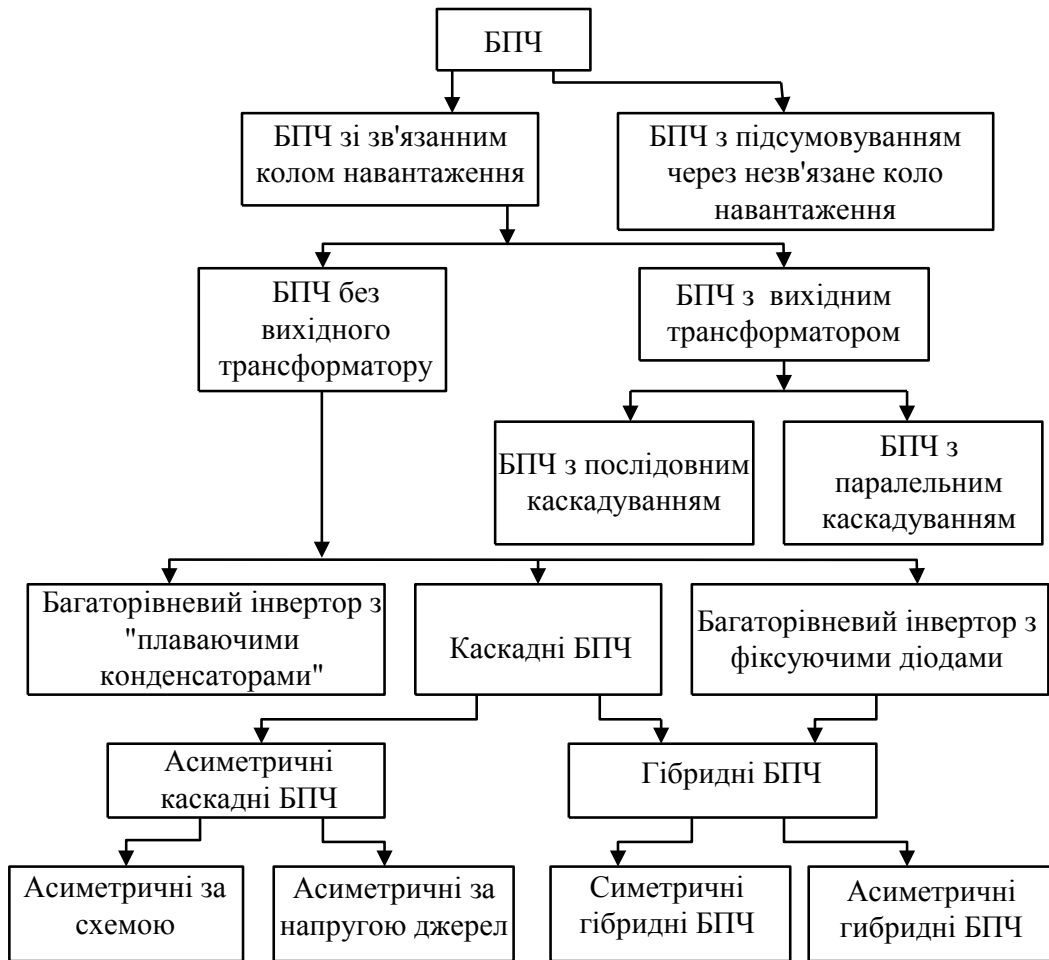


Рис.1. Класифікація багаторівневих перетворювачів частоти

стеми, а на вході використовується ДПС. Схеми БПЧ з незв'язаним колом навантаження не дають виграшу за кількістю ключів на рівень напруги або використанням ДПС. Необхідність мати шість виводів навантаження та два вихідних кабелі обмежує можливість їх використання.

Практично всі схеми БПЧ використовують наступні структури і їх модифікації:

1. Багаторівневі автономні інвертори напруги (БАІН), в яких використовується ДПС з декількома рівнями напруги (рис.2,а), а для фіксації напруги на ключах використовуються діоди.

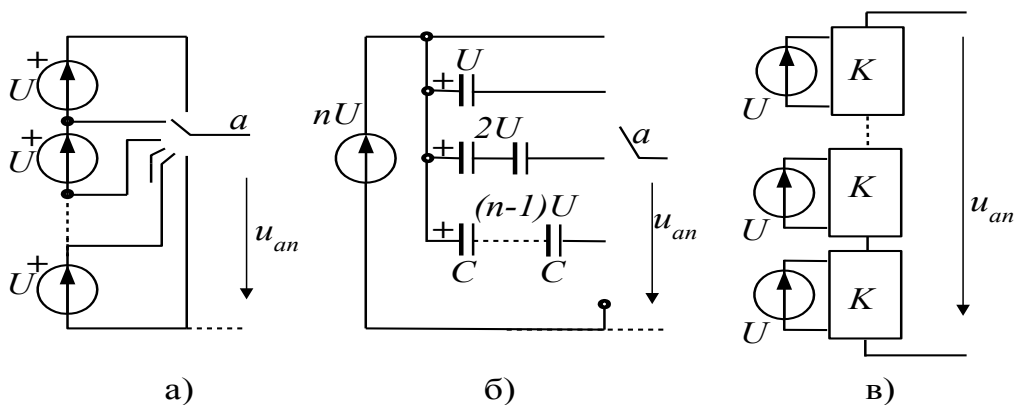


Рис.2. Принципи побудови БПЧ: багаторівневий інвертор (а), багаторівневий інвертор з плаваючими конденсаторами (б), каскадний БПЧ (в)

2. БАІН з «плаваючими» конденсаторами, в яких використовується одне ДПС, а вихідна напруга формується як сума (різниця) напруги джерела і одного або декількох послідовно з'єднаних з ним заряджених конденсаторів (рис.2,б).

3. Каскадні БПЧ, в яких вихідна напруга формується як сума (різниця) напруги декількох (n) ізолюваних ДПС (рис.2,в). Для маніпуляцій з напругою ДПС використовуються різні комутатори K на напівпровідникових ключах.

Відповідно до ДСТУ 13109-97 для мереж 6-20 кВ значення $THD=5 - 8\%$. В табл.1 приведено рекомендований (IEEE-519-1992) гармонійний склад струму, що споживається з мережі (значення гармонік в % до основної гармоніки). Якість вихідної напруги БПЧ визначається кількістю рівнів N напруги фази БПЧ ($u_{фБПЧ}$) включаючи нульовий. В той же час, кількість ключів і частота їх перемикань $f_{П}$ визначає втрати енергії у АІН БПЧ. Класичні рішення: каскадні БПЧ з послідовним з'єднанням однофазних мостових АІН, БАІН з фіксуєчими діодами і БАІН з плаваючими конденсаторами мають $K=4$ ключів на один рівень напівхвилі напруги $u_{фБПЧ}$. Кількість фіксуєчих діодів (мають такі ж типорозміри і втрати енергії, як і IGBT або IGCT) на

фазу за умови, що напруга діода дорівнює напрузі одного рівня ДПС $d = (N - 1)(N - 2)$. Кількість «плаваючих» конденсаторів $c = (N - 1)(N - 2) / 2$.

Таблиця 1

Склад гармонік вхідного струму

Номер гармоніки k	$k < 11$	$k < 17$	$k < 23$	$k < 35$
Максим. значення	4%	2%	1.5%	0.6%

При використанні ШІМ для формування напруги БПЧ найменша частота переми-

кань ключів $f_{П}$ має місце при однополярній модуляції у однофазних АІН в каскадних БПЧ. До того ж, завантаження ключів каскадних БПЧ за струмом в межах одного АІН однакове. БАІН властива асиметрія завантаження за струмом і різна частота перемикання ключів, що формують різні рівні напруги фази БПЧ.

Щонайбільший ступінь свободи мають каскадні БПЧ, де напруга кожного АІН може додаватися або відніматися незалежно від інших, що дає додаткові можливості удосконалення схемних рішень і використання різних алгоритмів керування.

В каскадних БПЧ використовується n ізолюваних ДПС, в БАІН може бути одне ДПС, тоді для формування декількох рівнів напруги на його виході використовується ємнісний дільник напруги, що створює проблему балансування напруги конденсаторів. З позиції якості вхідного струму використання одного ДПС є перевагою БАІН лише при застосуванні активного випрямляча на повну потужність БПЧ. Це ускладнює схему і подвоює вартість БПЧ, що може бути виправдано лише при необхідності забезпечення режиму генераторного гальмування.

Придушення вищих гармонік вхідного струму БПЧ забезпечують БСВ з декількох випрямлячів на діодах, що живляться від ізолюваних комплектів вторинних обмоток трансформатору, напруги яких зсунуті за фазою. При використанні 2, 3, 4, ... випрямлячів і зсуві фаз напруги, відповідно 30° , 20° , 15° , ... маємо 12-и, 18-и, 24-х, ... фазні схеми випрямлення, що є базовими. Зсув фаз напруги може задаватися і іншим чином, наприклад, за умовою вибіркового придушення гармонік вхідного струму. Ефективне придушення гармонік вхідного струму БПЧ (струму первинної обмотки трансформатору) за рахунок використання БСВ можливо при певних умовах,

головна з яких - завантаження окремих випрямлячів, що передбачає дослідження завантаження ДПС для різних схем АІН і принципів формування напруги.

Сучасні розробки і дослідження у напрямі мінімізації схем БПЧ і поліпшення їх характеристик визначили появу нових типів БПЧ, до яких слід віднести асиметричні каскадні і гібридні БПЧ. Принцип асиметрії, що передбачає використання для АІН у фазі БПЧ ДПС з різною напругою, дозволяє зменшити кількість ключів на рівень напруги БПЧ. Стосовно гібридних БПЧ, щонайбільша увага дослідників надається схемам на базі трифазного дворівневого і трирівневого АІН з одним або двома додатковими однофазними АІН у вихідних фазах при різній напрузі базового і додаткових АІН. Спрощення вхідних кіл БПЧ можливе при використанні АІН з мінімальною напругою без ДПС в режимі «реактивної» комірки (РК). При цьому існує ряд невирішених проблем стосовно забезпечення мінімально можливого *THD* напруги у всьому діапазоні регулювання при мінімальній кількості перемикачів ключів АІН з найбільшою напругою і виключенню «регенерації» енергії АІН з меншою напругою. Головна проблема – забезпечення якості вхідного струму при різному завантаженні і напрузі АІН. Стосовно гібридних БПЧ, у тому числі і з РК, проблеми пов'язані з пошуком рішень для різних класів вихідної напруги, забезпечення стабілізації напруги конденсатору РК і його попереднього заряджання.

В другому розділі досліджені принципи формування вихідної напруги і вхідного струму БПЧ, методи визначення їх гармонічного складу і принципи забезпечення якості при мінімальній кількості перемикачів ключів.

Синусоїдальна багаторівнева ШІМ (БШІМ). Напруга фази БПЧ $u_{ФБПЧ}$ має східчасту форму з відпрацьовуванням огибаючої методом ШІМ за законом $u_{зд} = A \sin \theta$ ($\theta = \omega t$, A - відносна амплітуда першої гармоніки напруги $u_{ФБПЧ}$ - по відношенню до напруги одного рівня). Кількість рівнів у напівхвилі напруги фази БПЧ $n = \text{floor}(A)$, перехід на черговий рівень здійснюється при $\theta_i = \arcsin(i/A)$ ($i=1, 2, \dots, (n-1)$). Діюче значення напруги фази навантаження

$$U = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[A \left(1 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \cos \theta_i \right) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} i \theta_i - (n-0.5)^2 \frac{\pi}{2} \right]} + \zeta 0.25, \quad (1)$$

де $\zeta = 0.85$ при БШІМ із зсувом модулюючих напруг за рівнем і $\zeta = 0.8$ при БШІМ із зсувом модулюючих напруг за фазою.

$$\text{Коефіцієнт гармонік (THD)} \quad K_{ГН} = \frac{1}{U_{(1)}} \sqrt{U^2 - U_{(1)}^2} = \frac{\sqrt{2}}{A} \sqrt{U^2 - \left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right)^2}.$$

Залежність $THD=f(A)$ подана в табл.2 (THD_M за результатами моделювання). Відповідність ДСТУ13109-97 досягається при $A > 6$, що відповідає схемі каскадного БПЧ з шістьма АІН на фазу, яка визначена як базовий БПЧ для зіставлення.

Зменшити кількість перемикачів ключів БПЧ можливо при виключенні ШІМ. Виконано аналіз гармонічного складу вихідної напруги БПЧ при формуванні її відповідно рівням просторового вектору, а також при квантуванні з усередненням за рівнем та площею, коли перехід на черговий рівень здійснюється по досягненню напругою завдання певного значення. За розрахунками визначено, що усереднення за рівнем забезпечує незначне погіршення гармонічного складу напруги порівняно з усередненням за площею, проте характеризується великою похибкою кван-

тування ($\Delta A = |(A - U_{(i)}) / A|$), особливо при малих A і значеннях A відповідних половині рівня квантування. Прийнятний гармонійний склад досягається (з урахуванням вищих гармонік низького порядку) при $A > 3$.

Таблиця 2

Коефіцієнт гармонік напруги при БШМ

A	1.5	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5	5.5	6	6.5	7
$THD, \%$	35.9	23.2	21.3	15.7	15.1	11.9	11.7	9.61	9.54	8.05	8.05	6.92
$THD_M, \%$	37.5	21.5	22.1	15.1	15.4	11.7	11.7	9.52	9.5	8.05	8.07	6.8

A	7.5	8	8.5	9	9.5	10	10.5	11	11.5	12	12.5	13
$THD, \%$	6.96	6.08	6.13	5.42	5.48	4.89	4.95	4.45	4.52	4.09	4.15	3.78
$THD_M, \%$	7	6	6.2	5.3	5.6	4.8	5	4.4	4.5	4.05	4.18	3.73

БШМ дає кращі результати при $A < 3$ – придушуються вищі гармоніки низького порядку. Квантування дає кращі показники при збільшенні кількості рівнів – THD менше ніж при використанні БШМ. Використання квантування доцільно, якщо забезпечити придушення гармонік низького порядку (5-а, 7-а, 11-а, 13-а). Ефективним для цього є відомий метод вибіркового формування, коли кути перемикачів визначаються за умови придушення цих гармонік. Розглянуто вибіркоче регулювання із заданим гармонійним складом, коли напівхвиля напруги формується лише з трьох або п'яти імпульсів. Для однофазного мостового АІН при запропонованому алгоритмі модуляції маємо, відповідно, три і п'ять перемикачів ключів за період вихідної частоти. Отримана залежність для кутів перемикачів ключів з умови придушення гармонік напруги низького порядку (5-а, 7-а, 11-а, 13-а). Показано, що для каскадного БПЧ з n АІН на фазу при ідентичному законі формування їх напруги ефективність придушення гармонік напруги підвищується зсувом напруги АІН на кут γ за основною гармонікою. Значення γ з умови повного придушення k -ї гармоніки $\gamma_k = \frac{2\pi}{kn}i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$). За умови одночасного максимального придушення 11-ї і 13-ї гармонік $\gamma = \frac{\pi}{6n}$. Можливо, комбінування трьох (при коефіцієнті модуляції по амплітуді $\mu = U_{ФБПЧ(1)} / U_{ФБПЧ(1)МАХ} > 0.9$) і п'яти імпульсів (при $\mu < 0.9$). Зсув за основною гармонікою напруги є доцільним і для груп із декількох АІН, що формують однакову результуючу напругу.

Більш універсальним відносно асиметричних БПЧ є запропонований метод з одночасною модуляцією напруги завдання $u_{ЗАД}$ гармоніками кратними трьом

$$u_{ЗАД} = A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) + A_9 \sin(9\theta), \quad (2)$$

де A, A_3, A_9 – відносні амплітуди, відповідно, основної, 3-ї і 9-ї гармонік.

Цей метод формування напруги дозволяє при незмінній A регулювати тривалість кожного рівня напруги фази БПЧ змінюванням A_3 і A_9 . Перехід на черговий i -й рівень здійснюється при $u_{ЗАД} \geq u_{КВі}$ ($u_{КВі} = i - 0.5$), чому відповідає кут θ_{ij} (i – номер рівня, j – номер кута на інтервалі $(0, \pi/2)$, при модуляції 9-ю гармонікою значення $j \leq 5$). За наявності на інтервалі $(0, \pi/2)$ негативних ділянок $u_{ЗАД}$ перевіряється умова $|u_{ЗАД}| \geq u_{КВі}$ і відповідні значення кутів позначені як α_{ij} . При відомих A, A_3, A_9 значення кутів відповідних i -у рівню визначаються розв'язанням рівняння

$$i - 0.5 = |A \sin \theta + A_3 \sin(3 \theta) + A_9 \sin(9 \theta)|. \quad (3)$$

Відносна амплітуда гармонік напруги фази БПЧ з кратністю $k = 6l \pm 1$ при $n=6$

$$U_{m(k)} = \frac{4}{k\pi} \left[\sum_{i=1}^6 \left(\sum_{\gamma=0}^2 \cos(k\theta_{i(2\gamma+1)}) - \sum_{\gamma=1}^2 \cos(k\theta_{i(2\gamma)}) \right) - \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{\gamma=0}^1 \cos(k\alpha_{i(2\gamma+1)}) - \sum_{\gamma=1}^2 \cos(k\alpha_{i(2\gamma)}) \right) \right].$$

Виконано розрахунок A_3, A_9 у функції A (при $n=6$) за умови мінімального значення зважено-

го $THD_w = \frac{1}{U_{(1)}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_{(k)}/k)^2}$. При зниженні THD досягаються такі ж значення THD_w , як і при

використанні БШІМ з частотою модуляції $f_M=3$ кГц. Так, наприклад, при $A=4$ і $A=3.6$ значення $THD_w=0.21\%$ і 0.12% , $THD=9\%$ і 8.83% , при БШІМ, відповідно, $THD_w=0.16\%$ і 0.23% , $THD=11.8\%$ і 15.4% .

Доцільність того або іншого принципу формування напруги для БПЧ не може бути визна-

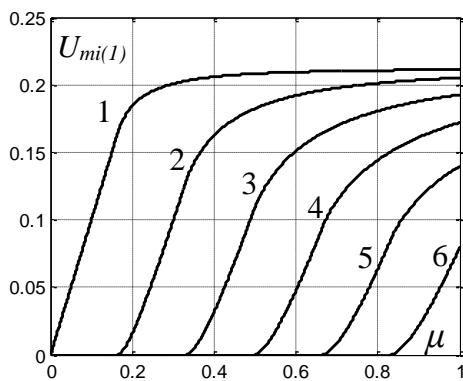


Рис.3. Розподіл завантаження АІН

чена без урахування завантаження ДПС. Запропоновано для цього використовувати першу гармоніку вихідної напруги АІН ($U_{mi(1)}$), що при однакових значеннях вихідного струму визначає активну потужність, яка передається. В процесі регулювання напруги (μ) каскадного БПЧ і використанні БШІМ із зсувом модулюючої напруги АІН за рівнем завантаження їх ДПС істотно розрізняється (при $n=6$ на рис.3). При рівномірному розподілі $U_{mi(1)}=1/n=0.167$. Це не дозволяє забезпечити ефективно придушення гармонік струму i_{BX} БПЧ при використанні БСВ.

Розроблена методика і розраховано завантаження ключів і рівнів ДПС для три-, чотири- і п'ятирівневого АІН при використанні БШІМ з застосуванням усереднення за період модуляції згідно рівням напруги. Показана асиметрія завантаження за струмом ключів і рівнів ДПС.

Базовим елементом БСВ є ТМВ на діодах з ємнісним фільтром. Для дослідження параметрів ТМВ використана загально прийнята математична модель з урахуванням індуктивності у вхідних колах при припущенні, що випрямлена напруга U_d ідеально згладжена, що еквівалентно роботі на противо - ЕРС. Відомо, що миттєві значення вхідного і вихідного струму ТМВ можуть бути отримані шляхом інтегрування напруги на вхідній індуктивності, що задається по інтервалам. При цьому розрахунок значень струмів і їх гармонік є достатньо складною задачею. Встановлено, що визначаючим фактором є відносне значення вихідної напруги ТМВ

$u_d = \frac{nU_d}{\sqrt{3}E_m}$ (n – коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора), що відповідає його завантаженню. Виходячи з цього запропоновано використовувати відносні величини (мають позначку*) для вхідного струму і його k -ї гармоніки ($k = 6l \pm 1, l=1,2,\dots$) $i_\phi = \frac{E_m}{\omega L_\phi} f(u_d) = \frac{E_m}{X_\phi} i_\phi^*$,

$I_{\phi(k)} = \frac{E_m}{X_\phi} I_{\phi(k)}^*$ (E_m – амплітуда ЕДС фази джерела, X_ϕ – опір фази вхідного кола

ТМВ), аналогічно для середнього значення

струму на виході ТМВ $I_d = \frac{E_m}{X_\phi} I_d^*$. Розрахункові значення I_d^* , I_ϕ^* , $I_{\phi(l)}^*$, $I_{(k)}^1 = \frac{I_{(k)}^*}{I_{(1)}^*}$ і початкової

фази гармонік $\psi_{i(k)} = f(u_d)$ при $k \leq 31$ для ряду значень u_d приведені в табл.3. Таким чином, для розрахунку гармонічного складу струму ТМВ достатньо визначити u_d . Вихідний струм

ТМВ: $i_d = I_d + \sum_{l=1}^{\infty} I_{m(6l)} \cos(6l\omega t)$. Вхідний струм фази ТМВ

$$i_{1A} = \sum_{l=0}^{\infty} I_{m(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) = \sqrt{2} \frac{E_m}{X_\phi} \left[\sum_{l=0}^{\infty} I_{1(k)}^* \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right].$$

Таблиця 3

Гармонічний склад вхідного струму ТМВ

u_d	0.93	0.92	0.91	0.9
I_d^*	0.039	0.055	0.072	0.089
I_ϕ^*	0.032	0.045	0.058	0.071
$I_{\phi(1)}^*$	0.0306	0.043	0.056	0.069
$I_{(5)}^1, \%$	32.2	28.3	25.6	23.4
$I_{(7)}^1, \%$	9.7	8	7.6	7.5
$I_{(11)}^1, \%$	6.7	5.7	4.7	3.9
$I_{(13)}^1, \%$	3.4	3.4	3.2	2.96
$I_{(17)}^1, \%$	2.6	1.9	1.5	1.35
$I_{(19)}^1, \%$	2	1.7	1.4	1.11
$I_{(23)}^1, \%$	1.2	0.9	0.93	0.88
$I_{(25)}^1, \%$	1.16	0.85	0.71	0.7
$I_{(29)}^1, \%$	0.7	0.69	0.6	0.49
$I_{(31)}^1, \%$	0.68	0.54	0.53	0.46

u_d	0.93	0.92	0.91	0.9
$\Psi_{(1)}, ^\circ$	-14.6	-16.2	-17.8	-19.3
$\Psi_{(5)}, ^\circ$	95.9	88.2	80.5	72.9
$\Psi_{(7)}, ^\circ$	175	140.5	112.7	90.8
$\Psi_{(11)}, ^\circ$	-141.3	-169.8	163.6	137.2
$\Psi_{(13)}, ^\circ$	-112.9	-157	168.8	138.8
$\Psi_{(17)}, ^\circ$	-39.2	-94	-150.2	156.3
$\Psi_{(19)}, ^\circ$	-21.63	-78.9	-131.7	174.1
$\Psi_{(23)}, ^\circ$	48.92	-39.5	-112.3	-171.4
$\Psi_{(25)}, ^\circ$	72.52	-10.5	-93.8	-165.5
$\Psi_{(29)}, ^\circ$	126	23.1	-59	-139.5
$\Psi_{(31)}, ^\circ$	160.8	45.2	-48.8	-129.8

Отримані вирази для розрахунку вищих гармонік вхідного струму базових 12-и, 18-и і 24-х фазних БСВ. При використанні відносних значень гармонік і їх фаз в функції від u_d це дозволяє спростити і підвищити точність розрахунку гармонік вхідного струму БПЧ при будь-якому сполученні базових БСВ і будь-якому завантаженні ТМВ, що в них використовуються. Так для 18-и фазної БСВ (вхідні струми ТМВ яких: $I_{m1(k)}$, $I_{m2(k)}$, $I_{m3(k)}$) струм фази первинної обмотки трансформатора

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[\sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \alpha_{(k)}) + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} B_{(k)} \cos(k\omega t + \beta_{(k)}) \right],$$

де $A_{(k)} = \sqrt{I_{m(k)}^1{}^2 + I_{m(k)}^{11}{}^2}$, $I_{m(k)}^1 = I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \cos \psi_{i2(k)} + I_{m3(k)} \cos \psi_{i3(k)}$,

$$I_{m(k)}^{11} = I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \sin \psi_{i2(k)} + I_{m3(k)} \sin \psi_{i3(k)}, \quad \alpha_{(k)} = \arctg\left(\frac{I_{m(k)}^{11}}{I_{m(k)}^1}\right),$$

$$B_{(k)} = \sqrt{I_{m(k)}^1{}^2 + I_{m(k)}^{11}{}^2}, \quad \beta_{(k)} = \arctg\left(\frac{I_{m(k)}^{11}}{I_{m(k)}^1}\right),$$

$$I_{m(k)}^{11} = (-1)^{l+1} \left[I_{m2(k)} \sin\left(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{m3(k)} \sin\left(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)},$$

$$I_{m(k)}^1 = I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \cos\left(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{m3(k)} \cos\left(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3}\right).$$

При використанні відносних значень струмів

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[\sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \alpha_{(k)}) + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} B_{(k)} \cos(k\omega t + \beta_{(k)}) \right].$$

Відносне значення гармоніки ДПС $I_{i(k)}^* = I_{i(k)}^1 I_{i(1)}^*$. При симетричному навантаженні ТМВ (індекси 1, 2 і 3) маємо гармоніки з $k=18l \pm 1$ (17-а, 19-а, 35-а, ...).

Показано, що рекомендований склад вхідного струму (табл.1) при використанні базових БСВ досягається при $u_d \leq 0.91$ (для 12-и фазної БСВ $u_d \leq 0.87$).

Виконаний аналіз особливостей формування вхідного струму в системі ТМВ – інвертор.

Розглядалися однофазні мостові двох- і трирівневі АІН, а також трифазні мостові двох-, три-, чотири- і п'ятирівневі АІН. При кінцевому значенні ємності конденсатора ТМВ в напрузі U_d мають місце пульсації з частотою, що кратна частоті вихідної напруги АІН ω_2 . В щонайбільшій мірі це виявляється при роботі ТМВ на однофазні АІН, де вхідний струм АІН

$$i_{du} = \frac{U_{Hm(1)} I_H}{U \sqrt{2}} (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)) \quad (U_{Hm(1)} - \text{амплітуда першої гармоніки вихідної напруги, } I_H -$$

вихідний струм АІН, φ - кут зсуву між напругою і струмом). Змінна складова i_{du} замикається через конденсатор, що обумовлює пульсації напруги: $u_d = U_d + U_{dm} \sin(2\omega_2 t - \varphi)$. Пульсації напруги u_d відповідно до залежності $I_{d}^* = f(u_d)$ обумовлюють відповідні пульсації струму на виході ТМВ i_d (i_d^1 – струм при ідеально згладженій напрузі)

$$i_d = i_d^1 - I_{m0} \sin(2\omega_2 t - \varphi) = I_d + \sum_{i=0}^{\infty} I_{m(6l)} \sin(6l\omega t) - I_{m0} \sin(2\omega_2 t - \varphi).$$

Значення вхідного струму фази ТМВ можна визначити як

$$i_{\varphi} = f(\omega t) [I_d + \sum_{i=0}^{\infty} I_{m(6l)} \sin(6l\omega t)] - f(\omega t) I_{m0} \sin(2\omega_2 t - \varphi), \quad (4)$$

де $f(\omega t)$ - перемикаюча функція, що визначає провідний стан діодів ТМВ

$$f(\omega t) = \frac{4}{\pi} \left[\sin \omega t + \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l \left(\frac{1}{6l+1} \sin((6l+1)\omega t) - \frac{1}{6l-1} \sin((6l-1)\omega t) \right) \right].$$

Перший доданок (4) визначає основну і вищі гармоніки вхідного струму ТМВ. В розкладанні другого доданку найбільш істотні: $\cos(2\omega_2 t - \omega t - \varphi) - \cos(2\omega_2 t + \omega t - \varphi)$. Як правило, частота вихідної напруги АІН ω_2 нижче частоти напруги мережі ω . Це обумовлює наявність складових вхідного струму з частотами $(2\omega_2 \pm \omega)$, одна з яких $\omega_C = (2\omega_2 - \omega)$ є низькочастотною. Так, наприклад, при $\omega_2 = 3\omega/5$ частота $\omega_C = \omega/5$ (10 Гц при частоті мережі 50 Гц). При $\omega_2 = 0.5\omega$ низькочастотна гармоніка обертається в постійну складову $\omega_C = 0$. Отримані залежності для відносного значення низькочастотної гармоніки $I_{(C)}^* = I_{(C)}/I_{(1)}$ згідно коефіцієнту пульсацій K_{Π} , u_d і частоті ω_2 . Так при значеннях $u_d = 0.92$, $K_{\Pi} = 2.5\%$ і змінюванні частоти вихідної напруги АІН від 3 до 47 Гц значення $I_{(C)}^* = 0.36 - 0.13$. Із збільшенням u_d і K_{Π} значення $I_{(C)}^*$ суттєво підвищуються. При $\omega_2 = \omega$ згідно з (4) у вхідному струмі з'являються додаткові гармоніки кратні трьом, а також 5-а, 7-а і т.д. Це приводить до зміни результуючих амплітуд 5-ї, 7-ї гармонік відносно значень, що подані в табл.3 при $K_{\Pi} = 0$.

Встановлено, що фаза низькочастотної гармоніки вхідного струму фази ТМВ визначається фазою вихідного струму АІН і фазою напруги на вході випрямляча. Показано, що придушення цих гармонік вхідного струму тільки за рахунок зни-

ження K_{Π} (збільшення ємності конденсатора фільтру) не можливо, виконаний аналіз можливостей їх компенсації при використанні БСВ у вхідному колі БПЧ.

Для каскадних БПЧ з однаковою формою напруг АІН при зсуві їх за фазою основної гармоніки запропонований алгоритм керування і структура вхідного кола за умови ефективного придушення гармонік струму i_{BX} і вихідної напруги. Розглянутий варіант для $n=5$. У фазі БПЧ випрямлячі трьох АІН утворюють 18-и фазу, два інших 12-и фазу БСВ. Регулювання здійснюється в двох зонах: при $\mu \geq 0.4$ використовуються всі п'ять АІН у фазі при відносному значенні їх напруги $U^*_{m(1)} \geq 0.4$, при $\mu < 0.4$ використовуються тільки два АІН, ДПС яких утворюють 12-и фазу БСВ. Це досягається відповідною перебудовою каналу завдання і дозволяє здійснити регулювання напруги при відносно високому $U^*_{m(1)}$ і, відповідно, при якнайкращому гармонічному складі вихідної напруги АІН.

Розроблений варіант БПЧ з вихідним трансформатором, що підсумовує. Особливість даного рішення в тому, що використовується паралельна робота n трирівневих АІН на спільний трансформатор при використанні n незалежних комплектів первинних обмоток. Для поліпшення гармонічного складу напруги u_0 в намагнічуючому контурі (визначається сумою вихідних фазних напруг АІН) при однаковій напрузі завдання для різних АІН, для них використовується зсув модулюючих напруг за фазою на кут $\gamma = \frac{2\pi}{n}$. Вищі гармоніки напруги АІН в смузі частот з

центрами, кратність яких $m_f = f_M/f$ непарна, змінюються в протифазі і відсутні у вихідній напрузі трансформатора. В той же час, решта гармонік (їх відносне значення) залишається незмінними. Таким чином, THD знижується практично удвічі, а еквівалентна частота модуляції f_M подвоюється. Відносне значення гармоніки струму первинної обмотки в смузі частот з центрами, крат-

ність яких непарна: $i_{(k)} = \frac{I_{(k)}}{I_{1НОМ}} = \frac{2U_{(k)}}{k \cdot u_k}$ (u_k - напруга КЗ трансформатора). Обмеження значення

зрівняльних струмів від вищих гармонік досягається вибором частоти f_M згідно до параметрів трансформатора. При двох трирівневих АІН обмеження значення найбільшої гармоніки струму на рівні 8% досягається при $u_k = 5.6\%$ і $f_M = 2550$ Гц.

В третьому розділі виконано дослідження і розглянуті шляхи удосконалення каскадних БПЧ при використанні принципу асиметрії і виключенні ШІМ.

Розглянуті основні принципи реалізації асиметричних каскадних БПЧ при використанні АІН з різною напругою ДПС, що кратна мінімальній напрузі, відносне значення якої приймаємо $U_I = 1$ (у подальшому використовуються відносні значення напруги). Початкова умова - формування напруги фази $u_{ФБПЧ}$ у вигляді східчастої кривої з постійним кроком квантування, що дорівнює 1. При цьому напруга $u_{ФБПЧ}(t) = \sum_{j=1}^n u_j(t)$, де $u_j(t)$ - напруга відповідного АІН, n - кіль-

кість АІН. Кількість рівнів напруги $u_{ФБПЧ}$ при максимальному її значенні $N = 1 + 2s_n$, де $s_n = \sum_{j=1}^n U_j$ - сума відносних значень напруги ДПС. Показано, що кратність напруги ДПС може

бути будь-якою, але є і обмеження. Граничне значення напруги ДПС АІН $U_n = 2s_{n-1} + 1$.

При мінімальній кількості АІН на фазу $n=2$ вибір кратності обмежений значеннями $U_2:U_1=(1:1; 2:1; 3:1)$, які є базовими при збільшенні n .

Можливі кратності напруги при $n=3$: $U_1:U_2:U_3=1:1:\{1, 2, 3, \dots, 5\}$, $N_{max}=15$; $U_1:U_2:U_3=1:2:\{1, 2, 3, \dots, 7\}$, $N_{max}=21$; $U_1:U_2:U_3=1:3:\{1, 2, 3, \dots, 9\}$, $N_{max}=27$. Кратність напруги при $n=4$ (виходимо з граничного для $n=3$ значення напруги): $U_1:U_2:U_3:U_4=1:1:5:\{1, 2, 3, \dots, 15\}$, $N_{max}=45$; $U_1:U_2:U_3:U_4=1:2:7:\{1, 2, 3, \dots, 21\}$, $N_{max}=63$; $U_1:U_2:U_3:U_4=1:3:9:\{1, 2, 3, \dots, 27\}$, $N_{max}=81$. Логіка визначення кратності зберігається і при більших значеннях n .

Асиметрія напруги дозволяє перенести завантаження на ДПС з більшою напругою, кількість перемикачів АІН із збільшенням напруги знижується. Принципово можливі наступні варіанти формування напруги фази БПЧ (для зменшення втрат енергії на перемикачів ключів ШІМ бажано виключити):

1. З використанням ШІМ для АІН з мінімальною напругою (ШІМ1) для відпрацювання похибки квантування в межах кожної сходинки напруги.
2. З використанням ШІМ для декількох АІН (ШІМ2).
3. З використанням ШІМ із зсувом модулюючих напруг за фазою для декількох АІН з однаковою напругою (запропоновано в роботі).
4. Без використання ШІМ - при квантуванні за рівнем.

Отже розглянемо можливості їх використання при різних кратностях напруги. При кратності напруги $U_2:U_1=2:1$ при $u_{3AD} = A \sin \theta > U_{KB2} = \sum_{j=1}^{n-1} U_j = s_{n-1} = 1$ ($A \leq 3$) включається АІН2, його напруга u_2 має прямокутну форму. Завантаження ДПС АІН2 визначається амплітудою 1-ї гармоніки $U_{m(1)} = \frac{4U_n}{\pi} \cos[\sin^{-1}(\frac{s_{n-1}}{A})]$. Різниця напруги $u_1 = u_{3AD} - u_2$ відпрацьовується АІН1 методом ШІМ. На інтервалі значень A (1.11, 2.35) $U_{m(1)}$ більше A (рис.4), тобто активна потужність, що передається АІН2 в навантаження більше, ніж потребується, її надлишок (ΔP) повертається в мережу АІН1 і його ДПС повинно мати двобічну провідність. Таким чином, має місце даремна циркуляція (цей термін запронований в роботі) енергії (ΔP) між АІН і їхніми вхідними колами і, відповідно, додаткові втрати енергії.

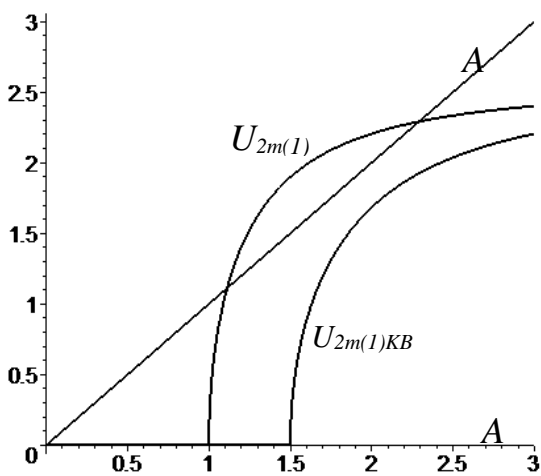


Рис.4. Визначення завантаження АІН при кратності напруги 2:1

Зміну режиму АІН1 можна виключити:

- а) використанням на другому рівні напруги фази БПЧ ШІМ2 для обох АІН, АІН2 відпрацьовує методом ШІМ напругу $A \sin \theta - 1$, напруга АІН1 доповнює напругу $u_{ФБПЧ}$ до 1 на інтервалах, де напруга АІН2 дорівнює нулю і її полярність завжди співпадає з полярністю напруги u_{3AD} . Однак це підвищує втрати енергії на перемикачів ключів і неефективно;
- б) використанням квантування за рівнем ($U_{m(1)KB}$ на рис.4), коли напруга АІН1 $u_1=1$ при $|u_{3AD}| > U_{KB1} = 0.5, 2.5$, а $u_2=2$ при $|u_{3AD}| > U_{KB2} = 1.5$.

При кратності напруги $U_2:U_1=3:1$ застосовуван-

ня ШІМ і квантування не виключає циркуляцію енергії, оскільки для отримання другого рівня напруги $u_{ФБПЧ}$ полярність напруги АІН1 протилежна полярності напруги $u_{ЗАД}$.

При трьох АІН на фазу збільшення напруги АІН3 U_n при незмінному $U_{КВ} = \sum_{j=1}^{n-1} U_j = s_{n-1}$

приводить до збільшення амплітуди її першої гармоніки $U_{m(1)}$ і в процес циркуляції енергії поряд з АІН1 і АІН3 залучається ДПС і другого АІН2. Показано, що це можна виключити якщо

$$U_{m(1)} = \frac{4U_n}{\pi} \cos\left[\sin^{-1}\left(\frac{s_{n-1} + 0.5}{\mu s_n}\right)\right] - \mu s_n \leq 1, \quad (5)$$

де $s_n = s_{n-1} + U_n$.

Умова (5) виконується при $U_n = s_{n-1} + 2$. З урахуванням цього ряд граничних кратностей: 1:1:4, 1:2:5, 1:3:6.

Встановлено, що при кратностях напруги 1:1:2 і 1:1:3 циркуляція енергії виключається ви-

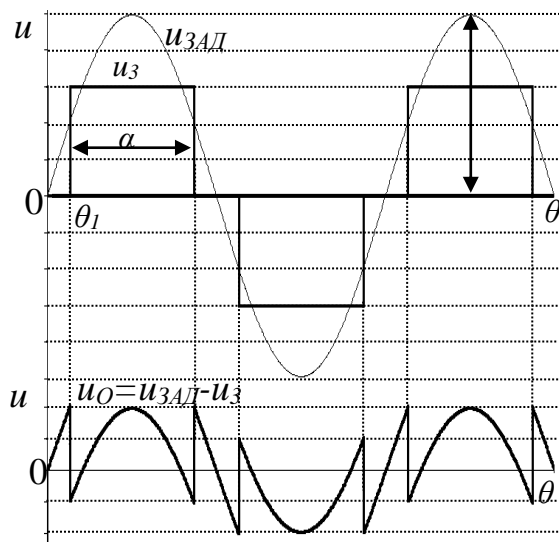


Рис.5. Формування напруги БПЧ при кратності 1:1:3

користанням для АІН1 і АІН2 ШІМ з зсувом модулюючих напруг за фазою. Напруга завдання для них (рис.5) $u_0 = (u_1 + u_2) = (u_{ЗАД} - u_3)$ при однаковому завантаженні відпрацьовується методом ШІМ (u_3 - напруга АІН3, що включається при $|u_{ЗАД}| > U_{КВ} = \sum_{j=1}^{n-1} U_j = s_{n-1} = 2$).

Показано, що виключення циркуляції енергії досягається використанням того чи іншого принципу формування напруги при кратностях напруги 1:1:2, 1:1:3, 1:2:2, 1:2:3, 1:2:4. При інших кратностях безпосереднє застосування розглянутих методів не дозволяє виключити циркуляцію енергії, як і при базовій кратності $U_2:U_1=3:1$.

При однаковому вихідному струмі АІН збільшення напруги ДПС приводить до пропорційного збільшення потужності і, відповідно, складових струму первинної обмотки трансформатора, що визначаються цим ДПС. Це робить безглуздом використання БСВ для АІН у фазі асиметричного каскадного БПЧ. Використання БСВ ефективно тільки при міжфазній компенсації вищих гармонік, для АІН у фазах БПЧ одного рівня напруги. Однак при цьому має місце лише часткова компенсація низькочастотних гармонік.

Запропоновано кратність напруги враховувати застосуванням складених випрямлячів, наприклад, при кратності 1:2:4 і 1:3:6 використовувати для АІН2 і АІН3 три ТМВ з кратністю напруги 2 (3), що утворюють 18-и фазну БСВ (ДПС3 - складений з двох ТМВ і їх напруга становить 2+2 або (3+3)). В інших фазах БПЧ використовуються аналогічні БСВ при той же фазі вхідної напруги. Це забезпечить придушення певних вищих і повну компенсацію низькочастотних гармонік струму,

що споживається ДПС2 і ДПС3, якщо їх завантаження має ту же кратність, що і напруга. При кратності 1:1:3, 1:1:4 для ДПС1 і ДПС2 з однаковою напругою і завантаженням доцільно вико-

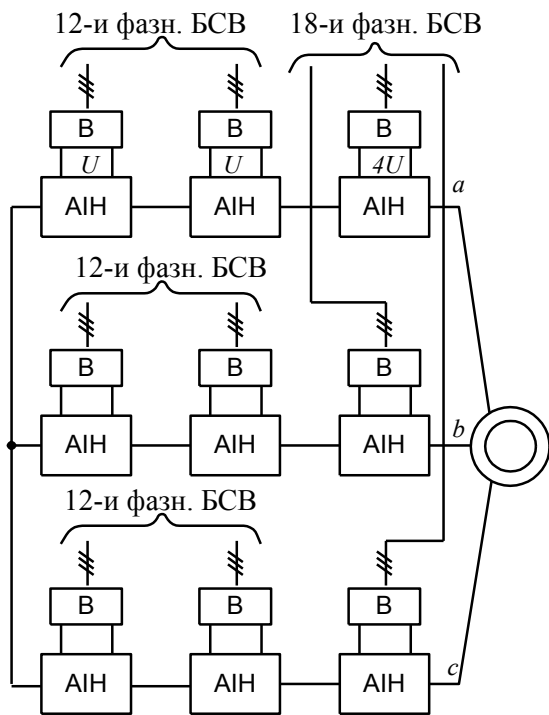


Рис.6. Структура силових кіл БПЧ при кратності напруги 1:1:4

ристання 12-и фазної БСВ, а для ДПС3 18-и фазної БСВ (рис.6). Таке сполучення БСВ забезпечить придушення вищих і майже повну компенсацію низькочастотних гармонік результуючого струму БПЧ.

Перерозподіл завантаження АІН можливий введенням по завданню коригуючого параметру, що однаковий для всіх фаз БПЧ. Це може досягатися: модуляцією напруги завдання третьою гармонікою; використанням модифікованої ШІМ; зміною алгоритму і рівнів квантування. Показано, що жоден з цих способів не є універсальним у всьому діапазоні регулювання, що передбачає їх комбінування.

Виконано дослідження можливостей одночасної модуляції напруги завдання третьою і дев'ятою гармоніками для виключення циркуляції енергії і покращення показників БПЧ при різних кратностях напруги АІН.

Кратність 1:1:4 (при використанні ШІМ з позиції втрат енергії цей варіант слід розглядати як ком-

промісний). Розв'язуються задачі перерозподілу завантаження АІН для виключення циркуляції енергії і забезпечення мінімуму перемикаць ключів АІН3. Це досягається модуляцією третьою

гармонікою, коли напівхвиля напруги АІН3 u_3 (включається при $|u_{3АД}| > U_{КВ} = \sum_{j=1}^{n-1} U_j = s_{n-1} = 2$)

формується з одного (при $A_3 < 0$ на рис.7,а) або двох імпульсів (при $A_3 > 0$ на рис.7,б). Значення A_3 визначено для напруги АІН1 і АІН2 $U_{12m(1)} > 0.05$ за винятком області $A = 2.31-2.75$, де рішення досягається модуляцією напруги завдання $u_{3АД}$ 3-ю і 9-ю гармоніками. Приймаємо

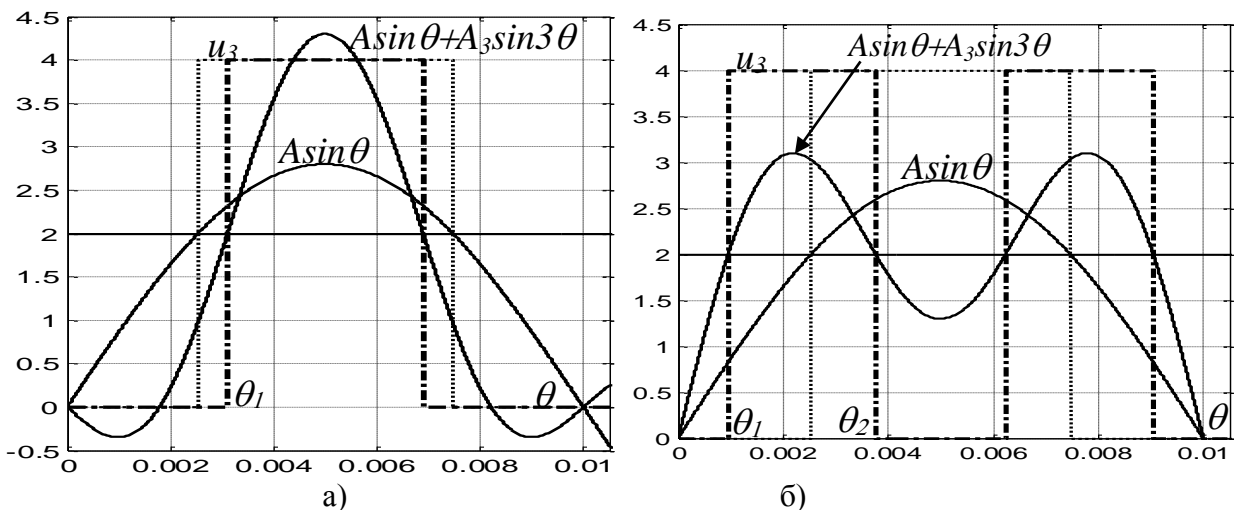


Рис.7. Принцип модуляції третьою гармонікою: $A_3 < 0$ (а), $A_3 > 0$ (б)

$A_3=0.15A$. Введення 9-ї гармоніки призводить до деформації напруги u_{3AD} (рис.8), з'являються додаткові перемикання АІН3 (напруга u_3). Кути θ_j визначаються розв'язанням рівняння: $A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) + A_9 \sin(9\theta) = 2$. При цьому непарним значенням j відповідають ділянки наростання напруги завдання (рис.8), а парним ділянки убутання. Тоді

$U_{3m(1)} = \frac{16}{\pi} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \cos \theta_4 + \cos \theta_5)$. Амплітуда першої гармоніки результуючої напруги АІН1 і АІН2, що формується методом однополярної ШІМ: $U_{12m(1)} = A - U_{3m(1)}$. Запро-

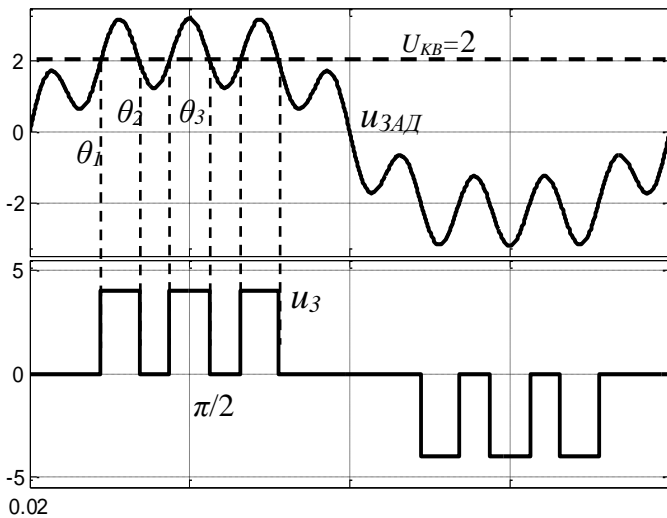


Рис.8. Принцип модуляції третьою і дев'ятою гармонікою

поновано для них зсовувати модулюючі напруги на чверть періоду ($T_M=1/f_M$) при зсуві їх в фазах БПЧ на $T_M/3$. За рахунок цього ефективна частота модуляції вихідної напруги в чотири рази більше f_M .

Доказано, що при квантуванні за рівнем і модуляції напруги завдання 3-ю і 9-ю гармоніками виключення циркуляції енергії можливо для всіх кратностей напруги, включаючи 1:3:9. При цьому для кожного A існує ряд рішень (A_3, A_9), що дозволяє обрати значення, які забезпечують бажаний розподіл завантаження АІН і найменший THD_w . Таким чином, даний принцип є універсальним і в подальшому його запропоновано для

використання в асиметричних БПЧ.

Показано, що зміна напруги ДПС на вході АІН в процесі регулювання і зміні завантаження це чинник, який слід урахувувати при реалізації БПЧ і використанні залежностей $A_3=f(A)$ і $A_9=f(A)$, що отримані при фіксованій нарузі. Це стосується A , коли напруга АІН1 $U_{1m(1)}$ близька до нуля. Зниження завантаження АІН1 приводить до збільшення напруги їх ДПС і збільшенню $U_{1m(1)}$ - ефект внутрішнього зворотного зв'язку. З урахуванням цього умова $U_{1m(1)} > 0.03-0.05$ (для кратності 1:3:9 також і $U_{3m(1)} > 0.03-0.05$) є достатньою.

Кратність напруги 1:2:4. Бажаний розподіл завантаження АІН2 і АІН3 згідно кратності їх

напруги: $\sigma = \frac{U_{4m(1)}}{U_{2m(1)}} = 2$. Значення перших гармонік напруги АІН:

$$U_{2m(1)} = \frac{4}{\pi} 2 \left[\sum_{\gamma=0}^2 (\cos \theta_{2(1+2\gamma)} - \cos \theta_{4(1+2\gamma)} + \cos \theta_{6(1+2\gamma)}) - \sum_{\gamma=1}^2 (\cos \theta_{2(2\gamma)} - \cos \theta_{4(2\gamma)} + \cos \theta_{6(2\gamma)}) - N_2 \right],$$

$$N_2 = \sum_{\gamma=0}^1 \cos \alpha_{2(2\gamma+1)} - \sum_{\gamma=1}^2 \cos \alpha_{2(2\gamma)}, \quad U_{4m(1)} = \frac{4}{\pi} 4 \left(\sum_{\gamma=0}^2 \cos \theta_{4(1+2\gamma)} - \sum_{\gamma=1}^2 \cos \theta_{4(2\gamma)} \right).$$

Значення θ_{ij} и $\alpha_{i\beta}$ при відомих A, A_3, A_9 знаходяться згідно (3). Пошук рішення для кожного A (A_3 і A_9) здійснено за умови $\Delta\sigma = \min$ при $\Delta\sigma = |\sigma - 2| \leq 0.25$. Показано,

що відхилення $\Delta\sigma < 0.25$ не має істотного впливу на гармонічний склад вхідного струму БПЧ при використанні складених 18-и фазних БСВ для ДПС2 і ДПС3.

Аналогічним чином досягається виключення циркуляції енергії і перерозподіл завантаження АІН2 і АІН3 ($\sigma=2$) при кратності 1:3:6.

Показано, що перерозподіл завантаження АІН2 і АІН3 досягається також, коли кратність напруги не є цілим числом, наприклад 1:2:3, 1:3:7 (напруга ДПС3, що виконаний з двох ТМВ з напругою, відповідно, (1.5+1.5) і (3.5+3.5)).

Розроблені методики і виконаний розрахунок функцій $A_3=f(A)$ і $A_9=f(A)$ для всіх розглянутих кратностей напруги.

Проаналізовані можливості реалізації каскадних БПЧ при чотирьох АІН на фазу. Показано, що при вихідній напрузі 6 кВ і використанні IGBT з класом напруги 3.3 кВ доцільні кратності напруги АІН 1:1:3:3 ($N=17$) і 1:3:3:3 ($N=21$), що забезпечують рекомендований гармонічний склад вхідного струму і вихідної напруги.

Для кратності 1:1:3:3 запропоновано використовувати у фазі БПЧ дві групи АІН з кратністю 1:3 (АІН1, АІН3 (1:3) і АІН2, АІН4 (1:3)), для якої при квантуванні за рівнем отримано рішення (A_3 і A_9) за умови виключення циркуляції енергії і мінімуму THD_w . Напруги, що формуються групами АІН ідентичні і зсунуті за фазою основної гармоніки, відповідно $u_{3AD1}=f(\theta)$ і $u_{3AD2}=f(\theta+\gamma)$. Значення $\gamma=15^\circ$ забезпечує додаткове придушення гармонік напруги БПЧ. При ідентичному навантаженні АІН1 і АІН2, АІН3 і АІН4 структура вхідного кола БПЧ реалізується таким чином: ТМВ джерел АІН1 і АІН2 утворюють 12-и фазну БСВ при однаковій фазі напруги на вході ТМВ для різних фаз БПЧ; для інших АІН використовується 36-и фазна БСВ. При цьому ТМВ АІН3 утворюють 18-и фазну схему випрямлення при фазі напруги на вході $+20^\circ, 0, -20^\circ$; ТМВ АІН4 також утворюють 18-и фазну БСВ при фазі напруги на вході $+30^\circ, 10^\circ, -10^\circ$.

При кратності 1:3:3:3 можна використати ті ж залежності $A_3=f(A)$ і $A_9=f(A)$, що і для кратності 1:3:6 (АІН3 і АІН4 працюють як і АІН3 при кратності 1:3:6). Це рішення при використанні ключів на 4.5 кВ придатне при напрузі БПЧ до 10 кВ.

Визначення ємності конденсаторів на вході АІН. Найбільший вплив на амплітуду пульсацій напруги на вході АІН має друга гармоніка його вхідного струму. Її значення залежить від A (A_3 і A_9) і частоти вихідної напруги. У зв'язку з цим запропоновано при розрахунку ємності конденсатора на вході АІН використовувати відносне значення ємності C^* (відповідно до максимального значення функції $C^*=f(A)$) $C = \left(\frac{A_{MAX} I_{Cm(2)}^*}{2A} \right) \frac{I_m}{\omega_{MAX} UK_{II}} = C^* \frac{I_m}{\omega_{MAX} UK_{II}}$, де I_m - амплітуда

струму фази навантаження. При визначенні відносного значення амплітуди другої гармоніки вхідного струму однофазного АІН можна обмежитися врахуванням першої і третьої гармонік його

вихідної напруги $I_{Cm(2)}^* = \frac{1}{2} U_{m13}^*$, де

$U_{m13}^* = \sqrt{(U_{m(1)}^* + U_{m(3)}^*)^2 \sin^2 \varphi + (U_{m(1)}^* - U_{m(3)}^*)^2 \cos^2 \varphi}$ ($U_{m(1)}^*, U_{m(3)}^*$ - відносні значення амплітуди гармонік до напруги ДПС U).

Виконаний розрахунок залежностей $C^*=f(A)$ для розглянутих кратностей напруги АІН в фазі БПЧ.

Визначення завантаження ключів АІН за струмом. Для АІН, де використовується ШІМ, визначення завантаження ключів за струмом здійснено шляхом усереднення значення струму за період модулюючої напруги, при використанні квантування за рівнем застосовані комутаційні функції, що визначені кутами θ_{ij} і $\alpha_{i\beta}$. Розрахунок виконано у відносних значеннях до амплітуди вихідного струму I_m .

В четвертому розділі виконано дослідження можливостей зменшення кількості ДПС у вхідних кіл БПЧ, що пов'язано з використанням окремих АІН без джерела енергії в режимі «реактивної» комірки (РК) і гібридних схемних рішень.

Використання АІН в режимі РК можливо, якщо його активна потужність, що визначається першою гармонікою напруги ($U_{1(l)}$) $P_l=0$. Для цього необхідно забезпечити попереднє заряджання конденсатора РК (без додаткового устаткування може здійснюватися лише через ключі АІН при обмеженому струмі) і стабілізацію напруги конденсатора РК. Для стабілізації напруги слід передбачити можливість коригування напруги на конденсаторі РК (збільшення або зменшення), що досягається, якщо напруга $U_{1(l)}$ може приймати як позитивну, так і негативну полярності. Це накладає обмеження на вибір кратності напруги ДПС і алгоритм керування – у процесі формування напруги фази БПЧ напруга РК повинна як додаватися, так і відніматися до напруги інших АІН.

Використання у фазі БПЧ АІН1 (з мінімальною напругою) в режимі РК дозволяє виключити із вхідних кіл БПЧ три ДПС. Активна потужність передається іншими АІН (АІН2 і АІН3) і визначається першою гармонікою їх вихідної напруги, що обмежує можливості БПЧ по A_{MAX} . Показано, що кратностям напруги 3:1, 3:3:1, 6:3:1, 9:3:1 відповідають значення A_{MAX} : 3.69, 7.31, 10.96, 14.6. Використання декількох РК на фазу БПЧ приводить до значного зниження A_{MAX} і може бути виправдане при кратності 9:3:1 або 6:3:1(6:2:1). При кратності напруги 9:3:1 і двох РК $A_{MAX}=U_{m(1)}=11.07$, відповідно, при кратності напруги 6:3:1(6:2:1) $A_{MAX}=U_{m(1)}=7.38$.

Запропоновано для стабілізації напруги РК використати релейний принцип регулювання із зворотним зв'язком за напругою конденсатора РК (u_C). Релейний регулятор (для кожної фази БПЧ) порівнює фактичне значення напруги u_C із заданим і при перевищенні порогу ΔU здійснює зміну значень A_3 і A_9 відповідно до залежностей $A_{3P}(A)$, $A_{9P}(A)$ і $A_{3N}(A)$, $A_{9N}(A)$. Вони зберігаються за умови $U_{1m(1)}=\pm(0.03-0.05)$, тобто кожному A відповідають дві комбінації A_3 і A_9 , що дозволяє зменшувати (при $U_{1m(1)}>0$ конденсатор розряджається) або збільшувати u_C (при $U_{1m(1)}<0$ конденсатор заряджається). Вихідна напруга ТМВ залежить від його навантаження, навіть при незмінному вихідному струмі БПЧ. В процесі регулювання вона може змінюватися на 5% і більше. Це при незмінній напрузі РК може привести до погіршення якості вихідної напруги БПЧ і порушенню роботи системи стабілізації напруги РК, що формує її напругу за умови $U_{1m(1)}=\pm(0.03-0.05)$. Запропоновано для урахування зміни напруги базових АІН задавати напругу РК у відповідності з їхньою напругою і врахуванням кратності напруги.

Обґрунтовано варіант реалізації попереднього заряду конденсаторів РК, що не передбачає додаткового устаткування і змінювання схеми БПЧ. При цьому АІН3 працює в режимі понижуючого перетворювача постійної напруги з ШІМ. Його напруга $U_{CP}(t)=\gamma U_3$ ($\gamma=at$) при цьому має характер імпульсів з амплітудою U_3 (рис.9), швидкість зміни струму заряду конденсаторів i_3 обмежує індуктивність навантаження (АД).

При лінійному законі зростання напруги на конденсаторах, середнє значення струму i_3 буде постійним і дорівнює: $I_{3CP} = C_E \frac{du_c}{dt} = C_E a$ (C_E – еквівалентна ємність конденсаторів). Дві фази (в і

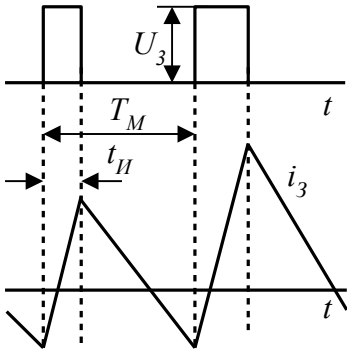


Рис.9. Формування струму заряджання

с) АД з АІН, в яких включені відповідні напрямку струму заряджання конденсаторів ключі, з'єднані між собою паралельно і послідовно з третьою фазою a . При цьому струм заряджання i_3 послідовно включених конденсаторів в два рази більше струму конденсаторів, які з'єднані паралельно, швидкість зростання їх напруги вдвічі більше. Прирошення струму i_3 для $t_H = \gamma T_M$:

$$\Delta I_3 = \frac{\gamma(1-\gamma)U_3}{L_3 f_M}$$

Заданою час заряду можна обмежити середнє значення струму I_{3CP} , розмах коливаний струму i_3 обмежується вибором частоти ШІМ f_M .

Каскадні БПЧ з реактивною коміркою. Проаналізовано можливості

реалізації БПЧ з трьома АІН на фазу при кратності напруги 1:3:6 і співвідношенні завантаження ДПС АІН2 і АІН3 1:2 (див. розділ 3). Оскільки для кожного значення A можливо декілька рішень, спочатку розрахунок A_3 і A_9 виконується за умов: $U_{1(l)}=0$ і $|\sigma-2|=\min$. Потім в околиці даного рішення знаходимо A_{9P} при $U_{1(l)}=+(0.03-0.05)$ і A_{9N} при $U_{1(l)}=-(0.03 - 0.05)$. Отримані рішення ($A_3=f(A)$, $A_{9P}=f(A)$, $A_{9N}=f(A)$) для $A \leq A_{MAX}=10.8$.

При кратності напруги АІН 1:3:9 окрім умов $U_{3(l)} \geq 0.03-0.05$ і $U_{1(l)} = \pm(0.03-0.05)$ вводиться додаткова умова – мінімальне значення THD_w . Отримані рішення для $A \leq A_{MAX}=14.3$. Відповідно до отриманих значень A_3 і A_9 для кратностей напруги 1:3:6 і 1:3:9 розраховані залежності $C^*=f(A)$ для ємності конденсаторів РК і АІН.

Гібридні БПЧ. Запропоновані схеми на базі чотири- і п'ятирівневого АІН з додатковим АІН при кратності напруги рівня БАІН і додаткового АІН 3:1. Це дозволяє покращити якість вихідної напруги БПЧ і збільшити її значення без послідовного з'єднання ключів у порівнянні з БПЧ на базі дво- і трирівневого АІН.

Гібридний БПЧ на базі схеми чотирирівневого АІН з додатковим АІН у фазі.

Напруга фази БПЧ може приймати значення (щодо негативного виводу ДПС) від -1 до 10 ($N=11$). Для симетрії завантаження елементів схеми напругу, що формується, розглядаємо щодо штучної середньої точки, яка відповідає половині загальної напруги ДПС чотирирівневого АІН, тобто $(3+1.5)U=4.5U$. По досягненню відповідного значення $U_{KBi}=0, 1, 2, 3, 4, 5$ (кути $\theta_{0j}=0, \theta_{1j}, \theta_{2j}, \theta_{3j}, \theta_{4j}, \theta_{5j}$) здійснюється перехід на черговий рівень, якому відповідають змінні $U_0, U_1, U_2, U_3, U_4, U_5$. Напруга чотирирівневого АІН приймає значення 0, 3, 6, 9, чому відповідні логічні змінні M_0, M_1, M_2, M_3 (якщо $U=0, M_0=1$, якщо $U=3, M_1=1$, якщо $U=6, M_2=1$, якщо $U=9, M_3=1$).

Напруга додаткового АІН: $u_1 = [-(U_0 \wedge \bar{U}_1) + (U_2 \wedge \bar{U}_3) - (U_3 \wedge \bar{U}_4) + U_5] \text{sign}(u_{3AD})$.

Тоді: $M_2 = U_0 \wedge \bar{U}_3 \wedge S_1$, $M_3 = U_3 \wedge S_1$, $M_1 = U_0 \wedge \bar{U}_3 \wedge \bar{S}_1$, $M_0 = U_3 \wedge \bar{S}_1$ (при

$\text{sign}(u_{3AD})=1$ $S_1=1$, інакше $S_1=0$). Сигнали керування ключів чотирирівневого АІН: $g_1 = M_3$,

$g_2 = M_3 \vee M_2$, $g_3 = M_3 \vee M_2 \vee M_1$, $g_5 = M_1 \vee M_0$, $g_4 = M_2 \vee M_1 \vee M_0$, $g_6 = M_0$.

Відносна амплітуда k -ї гармоніки напруги додаткового АІН, напруги фази чотирирівневого АІН (індекс -3) і загальна фаза БПЧ:

$$U_{1m(k)} = \frac{4}{k\pi} \left[1 + \sum_{n=0}^1 \left(\sum_{\gamma=0}^2 (-2 \cos(k\theta_{(0+3n)(2\gamma+1)}) + \cos(k\theta_{(1+3n)(2\gamma+1)}) + \cos(k\theta_{(2+3n)(2\gamma+1)}) \right) - \right. \\ \left. - \sum_{\gamma=1}^2 (-2 \cos(k\theta_{(0+3n)(2\gamma)}) + \cos(k\theta_{(1+3n)(2\gamma)}) + \cos(k\theta_{(2+3n)(2\gamma)}) \right) - N_{1(k)} \Big], \\ N_{1(k)} = \sum_{\gamma=0}^1 (\cos(k\alpha_{1(2\gamma+1)}) + \cos(k\alpha_{2(2\gamma+1)})) - \sum_{\gamma=1}^2 (\cos(k\alpha_{1(2\gamma)}) + \cos(k\alpha_{2(2\gamma)})), \\ U_{3m(k)} = \frac{4}{\pi} \left[3 \left(0.5(-1 + \sum_{\gamma=0}^2 2 \cos(k\theta_{0(2\gamma+1)}) \right) - \sum_{\gamma=1}^2 2 \cos(k\theta_{0(2\gamma)}) + \sum_{\gamma=0}^2 \cos(k\theta_{3(2\gamma+1)}) - \sum_{\gamma=1}^2 \cos(k\theta_{3(2\gamma)}) \right], \\ U_{m(k)} = U_{1m(k)} + U_{3m(k)}.$$

Рішення відносно $A_9=f(A)$ при $A_3=0.15A$ і $U_{1m(1)}>0.05$ отримані для $A<6.4$ (за умови мінімуму THD_W). Виконаний розрахунок $C^*=f(A)$ для конденсаторів додаткового і чотирирівневого АІН. При цьому для додаткового АІН визначальною є друга гармоніка струму, для крайніх ДПС чотирирівневого АІН 3-я гармоніка, для середнього ДПС 6-а гармоніка:

$$C^*_{32} = \frac{I_{dPm(6)} A_{MAX}}{6AI_m}. \text{ Для оцінки завантаження за рівнями ДПС чотирирівневого АІН виконаний}$$

розрахунок струмів, що споживаються від крайніх I_{d1} і середнього ДПС I_{d2} . При розрахунку струмів в схемі чотирирівневого АІН використані комутаційні функції, що визначаються θ_{ij} . Показано, що порівняно з чотирирівневим АІН в асиметричному гібридному БПЧ на його базі має місце перерозподіл у бік вирівнювання завантаження між ДПС крайніх і середнього рівня практично у всьому діапазоні регулювання, що сприяє поліпшенню гармонічного складу вхідного струму БПЧ.

Виконані дослідження і отримані відповідні рішення також для гібридного БПЧ на базі три- і п'ятирівневого АІН.

Розроблені принципи реалізації гібридних БПЧ з однією РК на базі три-, чотири- і п'ятирівневих АІН. Отримані залежності для коригуючих параметрів A_3 і A_9 і параметрів схеми ($C^*=f(A)$).

Показано, що для гібридного БПЧ на базі трирівневого АІН з двома додатковими АІН на вихідну фазу, один з яких використовується як РК (кратність 6:3:1 і 9:3:1) можуть бути використані ті ж залежності для A_3 і A_9 , що і для каскадних БПЧ з тією ж кратністю напруги.

Розроблені принципи реалізації БПЧ на базі трирівневого АІН з двома РК при кратності напруги 9:3:1. Показано, що одночасне виконання умов $U_{3m(1)}=0$ і $U_{1m(1)}=0$ недосяжно. Крім того, необхідна додаткова умова – однаковий характер залежності $U_{3m(1)}=f(A_3, A_9)$ і $U_{1m(1)}=f(A_3, A_9)$ під час переходу через 0. Встановлено, що залежності $U_{3m(1)}=f(A_3, A_9)$ і $U_{1m(1)}=f(A_3, A_9)$ у всьому діапазоні зміни A мають загальні закономірності. Функції $U_{3m(1)}=f(A_3, A_9)$ і $U_{1m(1)}=f(A_3, A_9)$ мають декілька точок перетину з віссю абсцис (рис.10). При цьому можна виділити зони, де $U_{3m(1)}$ і $U_{1m(1)}$ мають однакову (наприклад, при A_{9NN} і A_{9PP}) або протилежну (наприклад, при A_{9PN} і A_{9NP}) полярності. Полярність $U_{3m(1)}$ і $U_{1m(1)}$ визначає закон зміни напруги на конденсаторах додаткових АІН3 і АІН1 u_{C3} і u_{C1} , тобто є можливість змінювати напругу

тільки на одному або на обох конденсаторах. Для стабілізації напруги запропоновано використовувати два релейні регулятори. Ведучим є релейний регулятор напруги u_{C3} , що задає значення A_{90P} або A_{90N} (одночасно задаються відповідні значення параметра A_{3P} і A_{3N}) і підтримує u_{C3} на заданому рівні U_3 з відхиленням $\pm\Delta U_3$. Функцію стабілізації напруги u_{C1} виконує другий релей-

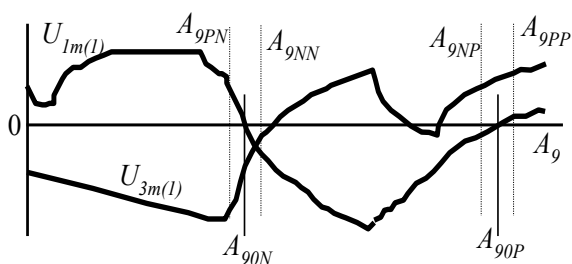


Рис.10. Залежності $U_{3m(1)}=f(A_3, A_9)$ і $U_{1m(1)}=f(A_3, A_9)$

ний регулятор (ведений). Регулятори у фазах працюють незалежно і асинхронно, тобто на певних інтервалах часу значення 9-ї гармоніки в напрузі фаз БПЧ різне. Це приводить до появи 9-ї гармоніки в напрузі фаз навантаження, що небажано.

Запропоновано для мінімізації впливу 9-ї гармоніки використати дворівневий канал стабілізації напруги u_{C3} . Він містить два регулятори: першого рівня з мінімальним відхиленням, наприклад, $\Delta U_1 = \pm 1\%$; дру-

гого рівня з граничним відхиленням $\Delta U_2 = \pm 5\%$. Керування через такт роботи регулятора першого рівня передається з однієї фази БПЧ на другу, потім на третю і знову на першу. Таким чином, зміна коригуючого параметра у фазах синхронна. При досягненні в якій-небудь із фаз відхиленням u_{C3} рівня ΔU_2 регулятор другого рівня передає керування на всі фази. При цьому регулятори всіх фаз першого рівня працюють незалежно, приводячи напруги конденсаторів u_{C3} у відповідність із заданим відхиленням ΔU_1 . При перемиканні регулятора першого рівня (фази, в якій відбулося перевищення значення відхилення) система повертається в режим синхронної роботи. Таким чином, асинхронність роботи каналів зведена до мінімуму.

Виконаний розрахунок параметрів схеми ($C^*=f(A)$) і втрат енергії в ключах БПЧ. Втрати енергії в гібридному БПЧ з двома РК при напрузі $6/\sqrt{3}$ (схема навантаження «трикутник») по відношенню до втрат енергії в тривірневому АІН з ШІМ при частоті $f_M = 1000$ Гц складають 92% при однаковій потужності навантаження.

П'ятий розділ присвячений комп'ютерному моделюванню й експериментальним дослідженням електромагнітних процесів у системі «мережа - БПЧ - навантаження» відповідно до

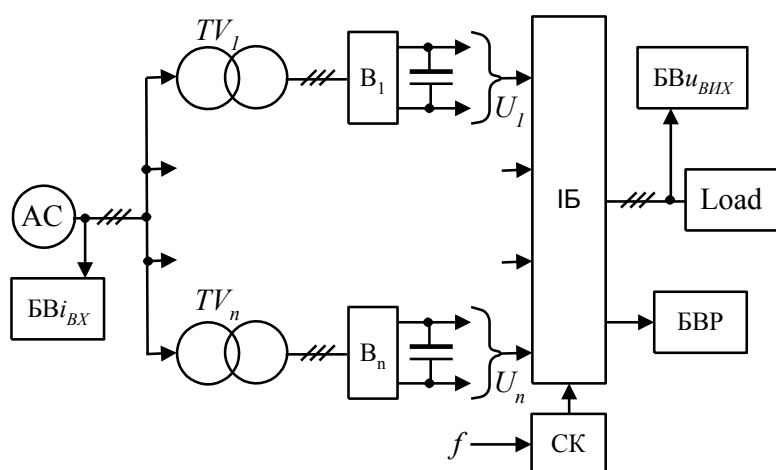


Рис.11. Загальна структура моделі мережа - БПЧ - навантаження

загальної структури моделі (рис.11). Модель містить: джерело змінного струму (АС), вхідні кола, інверторний блок (ІБ) з системою керування (СК), активно-індуктивне навантаження (Load), блоки вимірювання параметрів вхідного струму БПЧ ($БВ i_{BX}$) і вихідної напруги ($БВ u_{ВИХ}$), а також визначення потужності втрат в ключах ($БВР$). Вхідні кола (*input link*) містять ТМВ B_1 - B_n з ємнісними фільтрами і трансформатор. Модель багатобмоткового

вхідного трансформатору виконана з декількох двохобмоткових

трансформаторів (схеми Y/Y, Y/Δ, «зігзаг»/Y). Виконаний розрахунок параметрів моделей вхідних кіл для всіх розглянутих рішень БПЧ і їх моделювання при послідовному з'єднанні ТМВ на загальне навантаження R_H . За результатами моделювання виконано коригування параметрів трансформаторів за умови досягнення заданого u_d (виходячи з бажаного гармонічного складу струму i_{BX}) при розрахунковому значенні I_d еквівалентного випрямляча.

На базі стандартних функцій розроблено інструментарій для вимірювання параметрів. Блок БВ i_{BX} здійснює визначення відносного значення гармонік струму $I^1_{(k)} = I_{m(k)} / I_{m(1)}$ згідно розкладання в ряд Фур'є з порядком $k=1-40$ (перша гармоніка – 50 Гц). У блоці БВ $i_{ВНХ}$ використані модифіковані блоки розрахунку з входом завдання частоти основної гармоніки, що здійснюють визначення першої гармоніки, THD і зваженого THD_w ($THD_w = \frac{1}{U_{(1)}} \sqrt{\sum_{k=5}^{103} (U_{(k)} / k)^2}$,

$k=6n \pm 1$) коефіцієнтів гармонік напруги фази навантаження. Визначення потужності втрат у ключах ІБ (блок БВР) здійснюється при використанні в моделі ІБ будь-яких елементів (модулів), включаючи ідеальні. Моделювання здійснюється з фіксованим кроком T_s . В якості вхідних параметрів використовуються: миттєві значення струму фази (i) і ключа (i_k), час вимірювання (T_{on}), частота вихідної напруги (f). Струм тиристорів або транзисторів ключа $i_{VT} = P i_k$, діоду $i_{VD} = N i_k$ (сигнали визначення полярності $P=1$ ($i > 0$) і $N=1$ ($i < 0$)). Втрати провідності

$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T u_V i_V dt$, де u_V, i_V – миттєві значення напруги і струму приладу, u_V розраховується згідно

вольт-амперної характеристики приладу. Провідний стан ключа відповідає сигналу

$I_k = \begin{cases} 1, & \text{если } |i_k| \geq \delta; \\ 0, & \text{если } |i_k| < \delta. \end{cases}$ (δ – поріг, що враховує можливий зсув нуля сигналу i_k). За фронтами I_k формуються імпульси, що відповідають передньому I_P і задньому фронтам I_Z , тривалість яких T_s .

Втрати перемикачів P_{SW} визначаються значеннями струмів ключів у момент перемикачів: $i_{VToff} = P T_{on} I_Z$, $i_{VTon} = P T_{on} I_P$, $i_{VDoff} = N T_{on} I_Z$, $i_{VDon} = N T_{on} I_P$, виходячи із залежності енергії перемикачів $E_{on} = f(i_V)$ і $E_{off} = f(i_V)$, що задані для конкретного приладу. Підсумовування значень P_{SW} здійснюється інтегратором, який використовується як пристрій вибірки - зберігання з накопиченням. Прирошення його вихідної напруги на інтервалі T_s : $\Delta U = G \int_0^{T_s} E dt = G \cdot E \cdot T_s$, відповідно

для забезпечення рівності $\Delta U = E$ його коефіцієнт $G = 1/T_s$. Напруга ДПС (напруга ключа при перемикачів) враховується введенням коефіцієнта $(U/U_{CT})^{K_v}$. Час вимірювання кратний кількості періодів вихідної напруги, наприклад, $T_{on} = 2T$ і формується генератором імпульсів із затримкою T_o , що враховує перехідний процес змінювання вихідного струму $i_{ВНХ}$.

Відповідно з структурою (рис.11) створені моделі та виконані дослідження всіх розроблених асиметричних БПЧ, а також каскадних БПЧ при шести і трьох АІН на фазу, БПЧ на базі три-, чотири-, п'ятирівневого АІН з використанням ШІМ як базових для порівняння. При цьому напруга джерела 6 кВ, $S_{НОМ} = 2$ МВА, вихідна напруга 6 кВ або $6/\sqrt{3}$ кВ, ємності конденсаторів у схемі БПЧ прийняті згідно розра-

Відповідно з структурою (рис.11) створені моделі та виконані дослідження всіх розроблених асиметричних БПЧ, а також каскадних БПЧ при шести і трьох АІН на фазу, БПЧ на базі три-, чотири-, п'ятирівневого АІН з використанням ШІМ як базових для порівняння. При цьому напруга джерела 6 кВ, $S_{НОМ} = 2$ МВА, вихідна напруга 6 кВ або $6/\sqrt{3}$ кВ, ємності конденсаторів у схемі БПЧ прийняті згідно розра-

хованих значень. На рис.12 надана модель гібридного БПЧ на базі трирівневого трифазного АІН (three-level bridge) з РК у фазах (phaza A-C), що забезпечує функції попереднього заря-

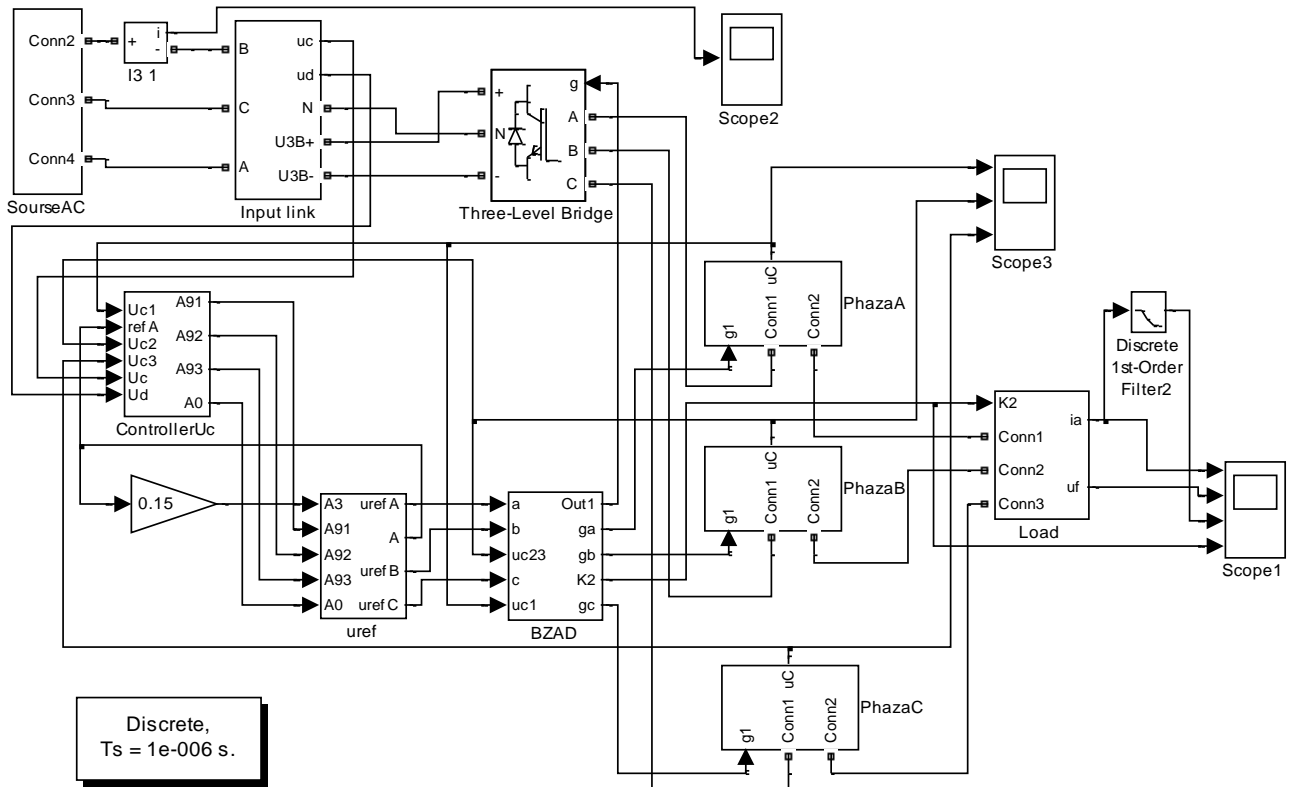


Рис.12. Модель гібридного БПЧ на базі трирівневого АІН з реактивною комірною

дження конденсаторів при підключенні БПЧ і частотний пуск (блоки вимірювання не показані). Функції завдання режиму РК, формування напруги завдання і квантування за рівнем здійснюють блоки controllerUc, uref, BZAD.

Дослідження потужності втрат в ключах. Значення потужності втрат ΔP для базового каскадного БПЧ з шістьма АІН на фазу надані в табл.4 (при $I_m=const=300$ А і $\cos\varphi=0.9$ за умови $A_{MAX}=6.9$ при $f=50$ Гц, при $f_M=600$ Гц). В БПЧ використані IGBT типу SKM500GA174D, $U_{CE}=1.7$ кВ, $I_{C25^\circ(80^\circ)}=600(440)$ А. Значення P_{SW} при $A=6.9$ складає 18%. Розбіжність даних розрахунку і моделювання не перевищує 5%, так при $A=6$ розрахункове значення $\Delta P=18842.4$ Вт (розбіжність 1.4%).

Таблиця 4

Потужність втрат в ключах каскадного БПЧ при шести АІН на фазу

	6.9	6	5	4	3	2	1
$\Delta P, \text{ Вт}$	18660	19110	19840	20390	20880	21340	21520

Значення потужності втрат в трирівневому АІН при з'єднанні навантаження за схемою «Δ» при використанні ШІМ з частотою модуляції 1000 Гц надані в табл.5. Лінійна напруга $U_{LL}=6/\sqrt{3}=3464$ В.

Таблиця 5

ΔP в трирівневому АІН

μ	1	0.5	0.2
$\Delta P, \text{ Вт}$	14730	17080	17120

Розходження з результатами розрахунку при $\mu=1$ ($\Delta P=14153.3$ Вт) становить 4%. Амплітуда струму навантаження $I_m=519.6$ А. Використовуються RC

IGCT типу 5SHX14H4510, 4.5 кВ, $I_{TQM}=1100$ А, $U_{DC}=2.8$ кВ, в якості фіксуючого діода 5SDF05D4502, 4.5 кВ, $U_d=2.8$ кВ. Значення P_{SW} при $\mu=1$ складає 70%.

Стосовно розроблених каскадних БПЧ найбільше значення ΔP має місце при кратності напруги 1:1:4 з використанням ШІМ (табл.6 при $I_m=300$ А і $\cos\varphi=0.9$). Розходження з результатами розрахунку (при $A=6$ $\Delta P=10594$ Вт) становить 1.85%. При $A=6.9$ втрати енергії складають 60% по відношенню до втрат базового каскадного БПЧ, значення P_{SW} становить 22% від загальних втрат. При інших кратностях напруги при квантуванні за рівнем втрати енергії зменшуються і по відношенню до втрат базового каскадного БПЧ становлять (46.7 - 49.3)%. Значення ΔP при $I_m=300$ А, $\cos\varphi=0.9$ для A_{MAX} приведені в табл.7. Практично ті ж втрати енергії мають місце і при використанні РК. Загалом для всіх розроблених асиметричних каскадних БПЧ (при трьох АІН або ДПС на фазу) потужність втрат ΔP не перевищує значення, що отримано для каскадного БПЧ з трьома АІН на фазу, відповідно, при вихідній напрузі $6/\sqrt{3}$ кВ (для нього $\Delta P=11670$ Вт, що становить 62.5% відносно базового каскадного БПЧ з шістьма АІН на фазу).

Таблиця 6

Потужність втрат в ключах БПЧ при кратності напруги 1:1:4

A	6.9	6	5	4	3	2	1
ΔP , Вт	11120	10790	10590	10920	10940	11310	10890

Деякі більші втрати мають місце у гібридних БПЧ з одним АІН в вихідних фазах (табл.7), що використовується як РК (на базі три-, чотири-, п'ятирівневих АІН – в табл.7 позначені, відповідно, 3АІН, 4АІН, 5АІН), хоча не перевищують 68.3% по відношенню до потужності втрат у трирівневому АІН при $\mu=1$ (табл.5). У гібридного БПЧ на базі трирівневого АІН при двох РК на фазу ($\Delta P=13490$ Вт) втрати по відношенню до потужності втрат у трирівневому АІН - 91.6%. У гібридних БПЧ з двома АІН на фазу, один з яких використовується як РК втрати практично такі ж, як і у рівнозначній схемі каскадного БПЧ.

Таблиця 7

Потужність втрат в ключах БПЧ

	КБПЧ				КБПЧ(РК)		ГБПЧ(одна РК)			ГБПЧ(РК)	
A_{MAX}	6.9	8	11.5	15	10.8	14.3	3.7	5.3	7	10.8	14.3
Кратн.	1:2:3	1:2:4	1:3:6	1:3:9	1:3:6	1:3:9	3АІН	4АІН	5АІН	1:3:6	1:3:9
ΔP , Вт	9195	8824	8723	9189	9367	9004	10060	8848	10050	9378	9113

Дослідження гармонічного складу вхідного струму БПЧ підтверджують ефективність запропонованих рішень щодо побудови вхідних кіл і перерозподілу завантаження АІН при кратностях напруги 1:1:4 (табл.8), 1:2:3, 1:2:4, 1:3:6. Щодо кратності 1:3:9, де використовується міжфазова компенсація гармонік, із зниженням амплітуди вихідної напруги ($A < A_{MAX}/2$) гармонічний склад вхідного струму внаслідок впливу низькочастотних гармонік суттєво погіршується і не відповідає стандарту. Погіршення має місце і відносно гібридних БПЧ, що обумовлено різним завантаженням за рівнями напруги ДПС базових чотири- і п'ятирівневих АІН.

Дослідження гармонічного складу вихідної напруги БПЧ. Підтверджена доцільність використання запропонованих методів її формування. Для порівняння надані результати (табл.9 і табл.10) при кратностях напруги 1:3:6 (без ШІМ) і 1:1:4

(з використанням ШІМ). Осцилограми напруги $u_{ФБПЧ}$ і напруги навантаження $u_{ФН}$ при квантуванні за рівнем з модуляцією напруги завдання 3-ю і 9-ю гармоніками при $A=5$ приведені на рис.13.

Таблиця 8

Гармонічний склад вхідного струму при кратності напруги 1:1:4 ($I_m=300A$)

A	$THD, \%$	$I'_{(5)}$	$I'_{(7)}$	$I'_{(11)}$	$I'_{(13)}$	$I'_{(17)}$	$I'_{(19)}$	$I'_{(23)}$	$I'_{(25)}$	$I'_{(35)}$	$I'_{(37)}$
6.9	2.35	0.004	0.14	1.54	0.9	1.04	0.973	0.23	0.24	0.24	0.23
6	2.22	0.046	0.21	1.25	0.6	1.21	1.11	0.19	0.15	0.26	0.26
5	2.11	0.17	0.19	0.48	0.48	1.38	1.31	0.13	0.037	0.31	0.33
4	2.73	0.2	0.14	0.54	0.43	1.7	1.53	0.07	0.085	0.41	0.33
3	3.34	0.19	0.12	0.15	0.2	2.18	1.75	0.14	0.052	0.35	0.25
2	2.81	0.15	0.11	1.62	0.98	0.53	0.32	0.43	0.32	0.23	0.14

Таблиця 9

Коефіцієнт гармонік напруги фази навантаження при кратності напруги 1:3:6

A	11.5	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
$THD, \%$	2.27	2.64	3.145	3.92	4.3	4.44	5.91	6.93	8.94	10.9	17.6	36.3
$THD_w, \%$	0.06	0.097	0.124	0.21	0.12	0.1	0.086	0.19	0.16	0.4	0.28	0.377

Таблиця 10

THD напруги фази навантаження при кратності напруги 1:1:4

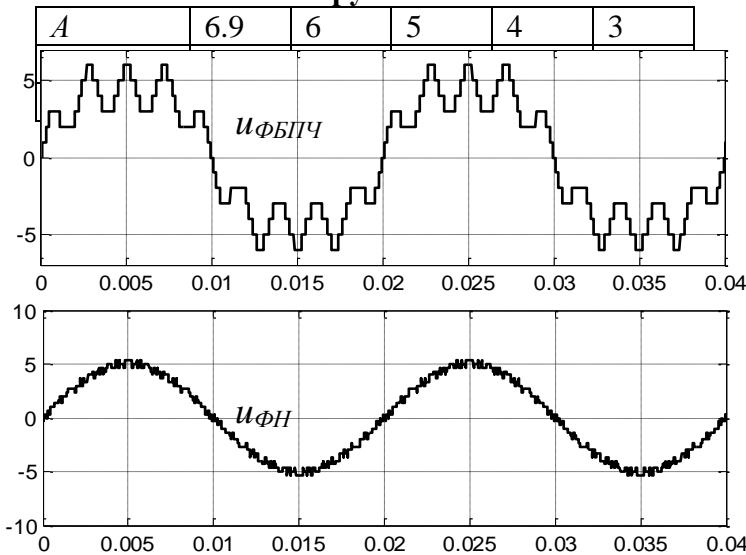


Рис.13. Напруга фази БПЧ ($u_{ФБПЧ}$) і навантаження ($u_{ФН}$) при $A=5$ ($f=50$ Гц)

Використання РК. Дослідження каскадних БПЧ (кратність напруги 1:3:6 і 1:3:9) і гібридних БПЧ (на базі три-, чотири- і п'ятирівневих АПН) з однією РК на фазу підтверджують коректність запропонованих принципів реалізації і працездатність розроблених схемних рішень в частині забезпечення попереднього заряджання конденсаторів РК із заданими параметрами і стабілізації їхньої напруги в динаміці (при зміні частоти вихідної напруги $f=(3-50)$ Гц, $\cos\varphi=(0.5 - 0.98)$ і струму навантаження $I_{Вих}=(0.2-1.3)I_{НОМ}$). Розглядалися варіанти із різним темпом зростання f , при цьому значення відхилення напруги u_c збільшується, але не перевищує 5-7%.

Дослідження системи стабілізації на-

пруги РК в статичі здійснювалися на спрощеній моделі при завданні початкового значення напруги u_c . При цьому розглядалася робота БПЧ при $\cos\varphi=0.3-0.93$ і вихідному струмі $(0.2-1.5)I_{НОМ}$ (вибір мінімального значення струму здійснюється згідно із значенням струму холостого ходу АД). Стабілізація забезпечується у всьому діапазоні регулювання частоти f і A . Цикл роботи релейного регулятора

визначається вихідним струмом і $\cos\varphi$, і змінюється в широких межах пропорційно їх значенням (від 0.07 с до 0.2 с при кратності напруги 1:3:6, $A=10.8$ і струмі $1.5I_{НОМ}$). Збільшення відхилення u_C до 5-7% на низьких частотах пов'язано із збільшенням високочастотних пульсацій u_C (по відношенню до основної гармоніки). Амплітуду пульсацій напруги u_C можна зменшити збільшенням ємності конденсатора, але необхідність в цьому відсутня.

Виконані дослідження гібридного БПЧ з двома РК у фазі. Розглядався варіант при кратності напруги РК у фазі і напруги одного рівня трирівневого АІН 1:3:9 для випадку, коли навантаження з'єднано в « Δ » при вихідній лінійній напрузі БПЧ $6/\sqrt{3}$ кВ. Модель забезпечує попереднє зарядження конденсаторів РК з подальшим переходом у робочий режим з плавним зростанням частоти і амплітуди вихідної напруги БПЧ до заданого значення. Підтверджено ефективність запропонованих підходів по використанню дворівневого релейного регулятора напруги для стабілізації напруги конденсаторів РК із заданим відхиленням.

Результати, що отримані на R-L навантаження підтверджуються дослідженнями БПЧ при роботі на АД. Розглянуті варіанти використання каскадного БПЧ при кратності напруги 1:1:4, 1:3:6, у тому числі з РК (1:3:6). Моделювання здійснювалося при вентиляторному характері навантаження АД з використанням розімкненої системи регулювання ($U/f=const$). Також розроблено моделі (без вхідних кіл БПЧ) з полеорієнтовним керуванням АД і відповідній розбудові перетворювача координат ($d, q \rightarrow \alpha, \beta$) з введенням 3-ї і 9-ї модулюючих гармонік. Дослідження підтверджують можливість нескладної адаптації запропонованого принципу керування БПЧ у систему регулювання електроприводу і її дієспроможність, у тому числі, при незалежній роботі системи стабілізації напруги РК.

Розроблено модель і виконано дослідження БПЧ з двох трирівневих АІН при роботі їх на вихідний підвищуючий трансформатор TV1 з двома первинними обмотками в системі вітроенергетичної установи з урахуванням ємності лінії електропередач (10 кВ) $C_{ЛЭП}$ і знижувального трансформатору TV2 з ємнісним фільтром C_Φ на виході. Дослідження проводилось з метою перевірки запропонованих рішень і коригування параметрів схеми для забезпечення відповідних стандарту значень напруги на навантаженні ($THD \leq 8\%$) з урахуванням $C_{ЛЭП}$ і C_Φ при ефективному придушенні зрівнювальних струмів в обмотках TV1.

Показано, що при $f_M=2550$ Гц, $S=1$ МВА, напрузі КЗ трансформаторів $u_{k1}=8\%$, $u_{k2}=6\%$, $\cos\varphi=0.8$, $C_\Phi=100$ мкФ без урахування ємності ЛЕП діюче значення першої гармоніки струму фази АІН $I_{(1)}=425$ А, $I=432$ А, діюче значення першої гармоніки фазної напруги навантаження $U_{ФН(1)}=210.5$ В (96% від $U_{ФНОМ}=220$ В), $THD=4.12\%$, діюче значення 1-ї гармоніки напруги ЛЕП $U_{ЛЭП(1)}=9477$ В (95%), $THD=5.11\%$. При достатній довжині лінії електропередач, коли її ємність $C_{ЛЭП}=1$ мкФ (на фазу) фільтр C_Φ при тих параметрах БПЧ і трансформаторів не потрібний. При цьому діюче значення першої гармоніки струму фази АІН $I_{(1)}=419$ А, $I=425$ А, діюче значення 1-ї гармоніки фазної напруги навантаження $U_{ФН(1)}=210.5$ В (96%), $THD=0.96\%$, діюче значення першої гармоніки напруги лінії електропередач $U_{ЛЭП(1)}=9480$ В (95%), $THD=1.62\%$. Запропоновані рішення по реалізації системи керування, методики розрахунку параметрів використані в БПЧ для вітроенергетичної установки типу ТГ-1000, який розроблений ТОВ «НДІ Перетворювач».

ВИСНОВКИ

Дисертаційна робота присвячена вирішенню науково-прикладної проблеми – розробки теоретичних положень створення енергоефективних асиметричних БПЧ, що забезпечують щонайкраще співвідношення показників якості вхідного струму і вихідної напруги до кількості ключів в силових колах при зменшенні втрат енергії. Це дозволяє в перспективі знизити масогабаритні показники і вартість БПЧ, що розширює можливості практичної реалізації БПЧ і діапазон потужностей їх доцільного використання. Запропоновані в дисертації методи, структури, алгоритми, методики розрахунку у сукупності складають певний внесок у розвиток теорії напівпровідникових перетворювачів енергії:

Зроблені наступні висновки:

1. На основі системного аналізу і зіставлення рішень БПЧ з урахуванням питань, що визначають якість вхідного струму і вихідної напруги, а також втрати енергії в ключах обґрунтована можливість удосконалення показників БПЧ, показана доцільність використання гібридних схем і розвитку принципу асиметрії.

2. Розвинуто теоретичні основи використання у вхідних колах асиметричних БПЧ багатофазних схем випрямлення щодо визначення гармонічного складу вхідного струму, придушення в ньому вищих і низькочастотних гармонік. Це дозволяє спроектувати схему вхідних кіл БПЧ з заданим гармонічним складом вхідного струму згідно кількості інверторів і їх завантаженню.

3. Розвинуто теоретичні положення щодо покращення гармонічного складу вихідної напруги БПЧ при зменшенні кількості перемикачів ключів і втрат енергії у них. Модуляція напруги завдання третьою і дев'ятою гармоніками при квантуванні за рівнем дозволяє знизити THD вихідної напруги БПЧ у порівнянні з використанням БШІМ і отримати такі ж значення зваженого коефіцієнту гармонік THD_w , як і при БШІМ з частотою модуляції 3 кГц. Частота перемикачів АІН визначається частотою першої гармоніки напруги і не перевищує її п'ятикратне значення. Це порівняно з БШІМ дозволяє зменшити втрати енергії на перемикачів ключів у шість і більше разів. При однакової формі напруги окремих АІН або груп із декількох АІН зсув їх напруги за фазою основної гармоніки забезпечує додаткове придушення гармонік вихідної напруги, наприклад, для 13-ї гармоніки в 7.7-12.5 рази, а також вирівнювання завантаження АІН.

4. Розвинуто теоретичні положення щодо вибору кратності напруги інверторів, перерозподілу їх завантаження, розбудови силових кіл асиметричних каскадних і гібридних БПЧ при використанні модифікованих алгоритмів ШІМ і модуляції напруги завдання гармоніками кратними трьом. Розв'язані задачі: виключення циркуляції енергії між АІН у фазі БПЧ, покращення гармонічного складу напруги і вхідного струму - при трьох АІН на фазу БПЧ коефіцієнт гармонік напруги знижується до 2-5%, вхідного струму до 2-5%, зменшення втрат енергії в ключах АІН до 46 - 60% відносно базового каскадного БПЧ. Запропоновані гібридні БПЧ на базі чотири- і п'ятирівневого трифазних інверторів в порівнянні з існуючими рішеннями на базі двох- і трирівневого АІН дозволяють збільшити вихідну напругу БПЧ без послідовного з'єднання ключів, знизити втрати енергії в ключах (до 14%) і THD вихідної напруги до 5 - 3%.

5. Розроблено принципи реалізації асиметричних БПЧ, що використовують АІН з найменшою напругою без джерела енергії, при квантуванні за рівнем і модуляції напруги завдання гармоніками кратними трьом щодо заряджання і стабілізації напруги конденсатору на вході цих АІН. Застосування релейного регулятора, який згідно амплітуді вихідної напруги БПЧ задає два значення амплітуди модулюючих гармонік з умови отримання відносного значення першої гармоніки вихідної напруги інвертору $\pm(3-5)\%$ дозволяє обмежити до 5% відхилення напруги на вході АІН щодо заданого її значення. При двох АІН без джерела енергії на фазу БПЧ запропоновані принципи реалізації з дворівневим релейним регулятором.

6. Результати математичного моделювання підтвердили коректність запропонованих підходів, отриманих аналітичних виразів і зроблених на їх основі висновків і рекомендацій щодо реалізації БПЧ при різних кратностях напруги і дієспроможність отриманих схемних рішень і принципів керування.

7. Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що запропоновані принципи побудови силових кіл і формування напруги, методика і співвідношення для визначення показників якості і розрахунку параметрів силових кіл дозволяють вибрати і спроектувати схему БПЧ згідно значенню вихідної напруги і необхідних показників якості при мінімумі ключів і втрат в силових колах.

8. Отримані результати є закінченими для використання при розрахунку параметрів силових кіл БПЧ, розробці структури системи керування і регулювання. Основні результати прийняті для використання АТ «Донецька інжинірингова група», ТОВ «НДІ Перетворювач» (м. Запоріжжя) та впроваджені в навчальному процесі кафедр електротехніки і електроприводу ДонНТУ.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Шавёлкин А.А. Исследование высоковольтного преобразователя частоты с последовательным соединением инверторов напряжения / В.И. Костенко, А.А. Шавёлкин, Д.Н. Мирошник // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». - Харків: НТУ «ХПІ». - 2003. - Т.1, Тематичний вип. 10. - С.197-198.

Здобувач запропонував використати асиметрію напруги для інверторів у фазі каскадного БПЧ для зменшення кількості інверторів на фазу з шести до чотирьох.

2. Шавёлкин А.А. Высоковольтный преобразователь частоты с многоуровневым формированием выходного напряжения / В.И. Костенко, А.А. Шавёлкин, Д.Н. Мирошник // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи. – Львів: НУ «Львівська політехніка». - 2003. - № 487. - С.62-66.

Здобувач запропонував закон керування БПЧ при кратності напруги АІН у фазі 1:1:1:3.

3. Шавёлкин А.А. Варианты реализации преобразователя частоты с многоуровневым формированием выходного напряжения / А.А. Шавёлкин // Електромашинобудування та електрообладнання. – К.: Техніка. - 2004. - вип. 62. - С.17-20.

4. Шавёлкин А.А. Возможности реализации преобразователей частоты среднего напряжения для электроприводов собственных нужд энергосистем/ А.А. Шавёлкин //Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДонНТУ. - 2004. - вип. 79.- С.209-212.

5. Шавёлкин А.А. Многоуровневые каскадные преобразователи частоты для электроприводов среднего напряжения/А.А.Шавёлкин, А.Б.Кац //Взрывозащищенное электрооборудование. - Донецк: ООО “Юго-Восток, Лтд”.- 2005.- С.238-244.

Здобувач запропонував принцип керування каскадного БПЧ із зменшеною кількістю ключів на джерело та використанням квантування з усередненням за рівнем

6. Шавёлкин А.А. Преобразователи частоты с многоуровневым формированием выходного напряжения для электроприводов среднего напряжения /А.А. Шавёлкин // Електротехніка і електромеханіка. - НТУ «ХПІ». - 2005. - №1.- С.70-73.

7. Шавёлкин А.А. Несимметричный каскадный многоуровневый преобразователь частоты / А.А. Шавёлкин //Праці Луганського відділення Міжнародної академії інформатизації. - Луганськ: ТОВ “ЛугКанцОпт”.- 2005. - №1(10). - С.174-178.

8. Шавёлкин А.А. Принцип несимметрии в многоуровневых преобразователях частоты для электроприводов переменного тока / А.А. Шавёлкин //Гірнична електромеханіка та автоматика. - Дніпропетровськ: НГУ. - 2005. - вип.74. - С.3-9.

9. Шавёлкин А.А. Минимизация силовых цепей многоуровневых преобразователей частоты для электроприводов среднего напряжения/А.А. Шавёлкин // Технічна електродинаміка. - Київ: ІЕД НАНУ. - 2005. - Тематичний вип., Ч.3.- С.38-43.

10.Шавёлкин А.А. Использование метода пространственного вектора в многоуровневых преобразователях частоты для электроприводов среднего напряжения / А.А. Шавёлкин // Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. -Харків: НТУ “ХПІ”. - 2005.- № 45. - С.162-163.

11.Шавёлкин А.А. Вариант схемы многоуровневого преобразователя частоты для электропривода среднего напряжения / А.А. Шавёлкин // Электротехника. – Москва: ЗАО “Знак”. - 2005. - № 11 - С.9-15.

12.Шавёлкин А.А. Применение метода пространственного вектора напряжения для управления каскадным многоуровневым преобразователем частоты / А.А. Шавёлкин, Р.В. Уланов // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДонНТУ. - 2005. - вип. 98. - С.57- 61.

Здобувач запропонував основні принципи реалізації системи керування перетворювачем з дискретним пересуванням просторового вектору напруги

13.Шавёлкин А.А. Вариант схемы несимметричного многоуровневого преобразователя частоты для электропривода переменного тока / А.А. Шавёлкин, Р.В. Уланов // Гірнична електромеханіка та автоматика. - Дніпропетровськ: НГУ. - 2005. - вип. 75. - С.169-175.

Здобувач запропонував використовувати фіксовані положення вектору при формування напруги каскадного БПЧ із зменшеною кількістю ключів

14.Шавёлкин А.А. Многоуровневые преобразователи частоты с амплитудным регулированием выходного напряжения/ А.А. Шавёлкин, Р.В. Уланов //Електромашинобудування та електрообладнання. - К.: Техніка. - 2006.- Тематичний вип. 66 - С.42-43.

Здобувачем розроблено основні принципи амплітудного регулювання відносно КБПЧ.

15. Шавѐлкин А.А. Исследование выходного напряжения каскадного многоуровневого преобразователя частоты при амплитудном регулировании / А.А. Шавѐлкин // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. - 2006. - Тематичний вип., Ч.5. - С.23-26.

16. Шавѐлкин А.А. Особенности реализации многоуровневых преобразователей частоты с амплитудным регулированием / А.А. Шавѐлкин, Р.В. Уланов // Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. – Харків: НТУ “ХПІ”. - 2006. - №36. - С.136-143.

Здобувачем обґрунтована можливість отримання ряду фіксованих значень напруги БПЧ і наявність низькочастотних складових у вхідному струмі перетворювача.

17. Шавѐлкин А.А. Исследование принципов формирования входного тока многоуровневого преобразователя частоты / А.А. Шавѐлкин // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДонНТУ. - 2006. - вип. 112. - С.52-57.

18. Шавьолкін О.О. Розрахунок завантаження елементів схеми трифазного багаторівневого інвертора напруги / О.О. Шавьолкін // Гірнична електромеханіка та автоматика. - Дніпропетровськ: НГУ. - 2007. - вип. 78. - С. 92-98.

19. Шавѐлкин А.А. Особенности формирования входного тока каскадного многоуровневого преобразователя частоты / А.А. Шавѐлкин // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ. - 2007. - Тематичний вип., Ч.5. - С.29-32.

20. Шавѐлкин А.А. Принципы реализации несимметричных каскадных многоуровневых преобразователей частоты для электропривода среднего напряжения / А.А. Шавѐлкин // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. Технічні науки. - Дніпродзержинськ: ДДТУ. - 2007. - Тематичний вип. - С.199-200.

21. Шавѐлкин А.А. Возможности улучшения характеристик каскадных многоуровневых преобразователей частоты при использовании принципа асимметрии / А.А. Шавѐлкин, Р.В. Уланов // Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. - Харків: НТУ “ХПІ”. - 2007. - № 25. - С.122-132.

Здобувачем обґрунтовані принципи вибору співвідношення напруги, формування вихідної напруги, структури кола постійного струму каскадного БПЧ.

22. Шавьолкін О.О. Особливості розрахунку характеристик випрямляча при роботі на активно-ємнісне навантаження / О.О. Шавьолкін, Р.В. Уланов // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». - 2007. - вип.7(128). - С.85-90.

Здобувачем виконано аналіз процесів у схемі, обґрунтовано можливість використання відносних значень гармонік вхідного і вихідного струму ТМВ в функції відносного значення його вихідної напруги, що становлять основу методу розрахунку.

23. Шавѐлкин А.А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты для электропривода среднего напряжения / А.А. Шавѐлкин, Р.В. Уланов // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету ім. М. Остроградського. - Кременчук: КДПУ. - 2008. - вип.4(51), Ч.1.- С.32-36.

Здобувачем розроблено основні принципи реалізації несиметричних гібридних БПЧ.

24. Шавёлкин А.А. Анализ возможностей реализации несимметричных каскадных многоуровневых преобразователей частоты / А.А. Шавёлкин // Электротехника. – Москва: ЗАО “Знак”. - 2008. - №9. - С.39-45.

25. Шавёлкин А.А. Расчет параметров трехуровневого инвертора при амплитудном регулировании выходного напряжения / А.А. Шавёлкин // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ.- 2008. – Тематичний вип., Ч. 7. - С.83-86.

26. Шавёлкин А.А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты / А.А. Шавёлкин // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕДНАНУ.- 2008. – Тематичний вип., Ч.2. - С.21-26.

27. Шавёлкин А.А. Несимметричные гибридные многоуровневые преобразователи частоты на базе многоуровневого инвертора напряжения / А.А. Шавёлкин // Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. – Харків: НТУ “ХПІ”. - 2008. – вип.30. - С.437-438.

28. Шавёлкин А.А. Многоуровневый преобразователь частоты среднего напряжения на базе пятиуровневого автономного инвертора напряжения / А.А. Шавёлкин // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ».- 2008.- вип. 8 (140). - С.142-147.

29. Шавёлкин А.А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты на базе двухуровневого автономного инвертора напряжения / А.А. Шавёлкин // Гірнична електромеханіка та автоматика. - Дніпропетровськ: НГУ.- 2008. - вип. 80.- С.50-58.

30. Шавёлкин А.А. Потери энергии в многоуровневых преобразователях частоты при разных топологиях схем / А.А. Шавёлкин // Гірнична електромеханіка та автоматика. - Дніпропетровськ: НГУ. - 2008. - вип. 81. - С.3-16.

31. Шавёлкин А.А. Улучшение характеристик каскадного многоуровневого преобразователя частоты / А.А. Шавёлкин // Электротехніка і електромеханіка. –Харків: НТУ «ХПІ». - 2009. - №1. - С.28-32.

32. Шавёлкин А.А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты на базе пятиуровневого инвертора напряжения / А.А. Шавёлкин // Електромашинобудування та електрообладнання. - Київ: Техніка. - 2009.- вип.73. - С.68-75.

33. Шавёлкин А.А. Принципы реализации “реактивной” ячейки в гибридных многоуровневых преобразователях частоты / А.А. Шавёлкин // Електроінформ. – Львів: ЕКОінформ. - 2009. – Тематичний вип. - С.325-326.

34. Шавёлкин А.А. Гибридный многоуровневый преобразователь частоты на базе трехуровневого инвертора с «реактивной ячейкой» на выходе / А.А. Шавёлкин // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». - 2009. - вип. 9(158). - С.242-249.

35. Шавёлкин А.А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты с улучшенными характеристиками / Г.Г. Жемеров, А.А. Шавёлкин // Технічна електродинаміка. - Київ: ІЕД НАНУ. - 2009.- Тематичний вип., Ч.4. - С.39-44.

Здобувачем розроблено основні принципи реалізації гібридного БПЧ з двома АІН на фазу.

36. Шавёлкин А.А. Гибридный многоуровневый преобразователь частоты на базе четырехуровневого инвертора напряжения/ А.А. Шавёлкин // Електротехніка та електроенергетика. – Запоріжжя: ЗНТУ. - 2010. - №2. - С.43-49.

37. Шавёлкин А.А. Гибридный многоуровневый преобразователь частоты с двумя «реактивными» ячейками на фазу/ А.А. Шавёлкин // Електротехніка. - Москва: ЗАО “Знак”. - 2010. - №7. - С.28-36.

38. Шавёлкин А.А. Выходное напряжение и входной ток многоуровневых преобразователей частоты /Шавёлкин А.А.// Гірнична електромеханіка та автоматика. - Дніпропетровськ: НГУ. - 2010. – вип.84. – С.50-60.

39. Шавёлкин А.А. Каскадные многоуровневые преобразователи частоты с улучшенными энергетическими характеристиками/ А.А. Шавёлкин //Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕД НАНУ.- 2010. – Тематичний вип., Ч.1. - С.65-70.

40. Шавёлкин А.А. Анализ гармонического состава входного тока многоуровневых преобразователей частоты / А.А. Шавёлкин // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка і енергетика”. - Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ».- 2011. - вип. 10(180). - С.211-217.

41. Шавёлкин А.А. Математическое моделирование системы «сеть переменного тока – многоуровневый преобразователь частоты - нагрузка»/А.А. Шавёлкин, А.С. Вербицкий // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: “Електротехніка та енергетика”. - Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ».- 2011. - вип. 11(186). - С.429- 435.

Здобувачем обгрунтовано структуру моделі системи. Розроблено моделі багаторівневих перетворювачів, методики розрахунку параметрів і інструментарій для визначення гармонічного складу струму і напруги, а також потужності втрат в ключах.

42. Деклараційний пат. на корисну модель 15262 Україна, МПК (2006) H02P 27/04, H02M 5/00. Багаторівневий перетворювач частоти/ Шавьолкін О.О.; власник Донецький національний технічний університет. - u200600028; заявл. 03.01.2006; опубл. 15.06.2006, Бюл. №6.

43. Пат. на винахід 77559 Україна, МПК (2006) H02P 27/04, H02M 5/00. Багаторівневий перетворювач частоти/ Шавьолкін О.О.; власник Донецький національний технічний університет. - u200500826; заявл. 31.01.2005; опубл. 15.12.2006, Бюл. №12.

44. Пат. на корисну модель 50428 Україна, МПК(2009) H02P 27/04. Гібридний несиметричний багаторівневий перетворювач частоти/ Шавьолкін О.О.; власник ДВНЗ “Донецький національний технічний університет”. - u200912541; заявл. 03.12.2009; опубл.10.06.2010, Бюл. № 11.

45. Пат. на корисну модель 50429 Україна, МПК(2009) H02P 27/04. Гібридний несиметричний багаторівневий перетворювач частоти/ Шавьолкін О.О.; власник ДВНЗ “Донецький національний технічний університет”. - u200912542; заявл. 03.12.2009; опубл.10.06.2010, Бюл. № 11.

46. Пат. на корисну модель 54953 Україна, МПК(2009) H02P 27/04. Каскадний багаторівневий перетворювач частоти / Шавьолкін О.О.; власник ДВНЗ “Донецький національний технічний університет”. - u201007726; заявл. 21.06.2010; опубл. 25.11.2010, Бюл. №22.

47. Пат. на корисну модель 56686 Україна, МПК(2011) H02P 27/04. Несиметричний каскадний багаторівневий перетворювач частоти/ Шавьолкін О.О.; власник ДВНЗ “Донецький національний технічний університет”. – u201007787; заявл. 21.06.2010; опубл.25.01.2011, Бюл. №2.

АНОТАЦІЇ

Шавьолкін О.О. Багаторівневі перетворювачі частоти з покращеними енергетичними показниками. - Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», м. Харків, 2011.

Розроблені методи розрахунку гармонічного складу вихідної напруги і вхідного струму багаторівневих перетворювачів при різних принципах керування і використанні на вході багатофазних схем випрямлення і їх поєднань з урахуванням фаз гармонік струму; розроблено метод поліпшення гармонічного складу вихідної напруги при квантуванні за рівнем з використанням модуляції напруги завдання третьою і дев'ятою гармоніками; розроблені принципи реалізації багаторівневих перетворювачів для різної кратності напруги інверторів при цілеспрямованому перерозподілі навантаження інверторів з метою виключення циркуляції енергії в силових колах, поліпшення гармонічного складу вихідної напруги і вхідного струму і зниження втрат енергії в ключах за рахунок використання модифікованих алгоритмів або модуляції напруги завдання гармоніками кратними трьом; розроблені принципи реалізації режиму роботи без джерела енергії для одного і двох інверторів у фазі перетворювача при використанні релейного принципу стабілізації напруги відповідно до встановлених залежностей для модулюючих гармонік; розроблені принципи реалізації нових схем гібридних перетворювачів на базі трифазних чотири- і п'ятирівневих інверторів з додатковим інвертором у фазах при кратності напруги рівня базового і додаткового інверторів 3:1.

Ключові слова: багаторівневий перетворювач частоти, широтно-імпульсна модуляція, багаторівневий автономний інвертор напруги, багатофазні випрямлячі, математичне моделювання, коефіцієнт гармонік напруги (струму).

Шавёлкин А.А. Многоуровневые преобразователи частоты с улучшенными энергетическими показателями. – Рукопись.

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.12 – полупроводниковые преобразователи электроэнергии. – Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», г. Харьков, 2011.

Диссертация посвящена решению научной проблемы разработки силовых цепей и принципов управления энергоэффективных многоуровневых преобразователей частоты, которые обеспечивают соответствующий стандартам гармонический состав входного тока и выходного напряжения при наибольшем соотношении количества уровней выходного напряжения к количеству ключей и снижению потерь энергии в силовых цепях.

Аналитически определен гармонический состав напряжения фазы многоуровневого преобразователя частоты и нагрузки при различных принципах его формирования. Метод расчета базируется на определении действующего значения напряжения и его гармоник по углам перехода напряжения на очередной уровень. Показано, что при количестве уровней выходного напряжения фазы преобразователя частоты больше семи квантование по уровню обеспечивает лучшие показатели, чем при использовании широтно-импульсной модуляции.

Обоснована целесообразность для отдельных инверторов и групп из нескольких инверторов в фазе многоуровневого каскадного преобразователя частоты формирования выходных напряжений одинаковой формы при сдвиге их по основной гармонике. Сформулированы принципы реализации при разном количестве инверторов в фазе преобразователя, включая алгоритм управления и структуру входных цепей. Это обеспечивает дополнительное подавление гармоник напряжения, выравнивание загрузки инверторов и повышение качества входного тока.

Разработан метод расчета высших гармоник входного тока многоуровневых преобразователей частоты, состоящий в том, что для базовых двенадцати-, восемнадцати- и двадцатичетырехфазных схем выпрямления, образующих его входные цепи, гармоники тока рассчитываются в соответствии с относительными значениями выходного напряжения выпрямителей. При этом используются относительные значения амплитуд гармоник тока и их фазы, определенные для трехфазного мостового выпрямителя с выходным емкостным фильтром. Это упрощает и повышает точность расчетов при любом сочетании базовых многофазных схем выпрямления и любой нагрузке, используемых в них выпрямителей.

Установлено наличие низкочастотных или постоянной составляющих во входном токе выпрямителя, работающего на инвертор напряжения. Показано, что частота низкочастотной гармоники определяется выходной частотой инвертора и его схемой, а ее фаза - фазами входного напряжения выпрямителя и выходного напряжения инвертора. Определены условия и возможности использования многофазных схем выпрямления во входных цепях преобразователя для подавления низкочастотных гармоник входного тока.

Разработан метод улучшения гармонического состава выходного напряжения многоуровневого преобразователя частоты при квантовании по уровню с использованием модуляции напряжения задания третьей и девятой гармониками.

Разработаны принципы реализации многоуровневых преобразователей для различных кратностей напряжений инверторов при целенаправленном распределении нагрузки инверторов с целью исключения циркуляции энергии между инверторами, улучшения гармонического состава выходного напряжения и входного тока и снижения потерь энергии в ключах за счет использования модуляции напряжения задания гармониками кратными трем.

Разработаны принципы реализации режима работы одного или двух инверторов в фазе многоуровневого преобразователя частоты без источника энергии при использовании модуляции напряжения задания гармониками кратными трем и релейного принципа стабилизации напряжения инверторов.

Разработаны принципы реализации новых схемных решений гибридных преобразователей на базе трехфазных четырех- и пятиуровневых инверторов с дополни-

тельным инвертором в выходных фазах при соотношении напряжений одного уровня базового и дополнительного инвертора 3:1.

Результаты, проведенных в работе теоретических исследований и практических разработок, представлены в учебной литературе по курсу “Преобразовательная техника” и родственных с ним дисциплин, используются в учебном процессе кафедр электротехники и электропривода ДонНТУ; основные результаты приняты АО «Донецкая инжиниринговая группа», ООО «НИИ Преобразователь» для использования при разработке многоуровневых преобразователей частоты, внедрены в ветроэнергетической установке для обеспечения качества выходного напряжения на уровне стандартов.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь частоты, широтно-импульсная модуляция, многоуровневый автономный инвертор напряжения, многофазные выпрямители, математическое моделирование, коэффициент гармоник напряжения (тока).

Shavyolkin A.A. Multilevel converters of frequency with the improved power parameters. – the Manuscript.

The dissertation on competition of a scientific degree of Dr.Sci.Tech. on a speciality 05.09.12 – semiconductor converters of the electric power. – National Technical University “Kharkov Polytechnic Institute”, Kharkov, 2011.

The dissertation is devoted to the solution of a scientific problem of creation effective from the point of view of energy parameters of multilevel converters of frequency at use of principles of asymmetry and hybrid circuit decisions that will provide the greatest parity of quantity of levels of an output voltage to quantity of switches at conformity to the international standards of parameters of quality of the electric power on an input and an output and decrease in losses of energy in power circuits.

Methods of the harmonious analysis of an output voltage and input current of multilevel converters are developed at use on an input of multiphase schemes of rectifying and their combinations at any loading single rectifiers in view of phases of harmonics; the method of improvement of harmonious structure of an output voltage is developed at quantization on a level with use of modulation by the third and ninth harmonics; principles of realization of multilevel converters are developed for various parities of voltage of inverters at purposeful redistribution of loading of inverters with the purpose exception of circulation of energy between inverters, improvements of harmonious structure of a output voltage and an input current and decrease in losses of energy in switches due to use of the modified algorithms or modulation of the reference by harmonics multiple to three; principles of realization of an operating mode without a source are developed for one or two inverters in a phase of the converter at use of a relay principle of stabilization of a voltage according to the established functions for modulating harmonics; principles of realization of new circuit decisions of hybrid converters on the basis of three-phase inverters with four and five levels and the additional inverter in output phases are developed at a parity of voltage of one level of the base and additional inverter 3:1.

Key words: multilevel converter of frequency, pulse-width modulation, the multilevel voltage source inverter, multiphase rectifiers, mathematical modeling, total harmonic distortion of a voltage (current).