

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
" ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ "

Щербак Яків Васильович

УДК 621.314.632

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ І МЕТОДИ РЕГУЛЮВАННЯ
СУБГАРМОНІК НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ
ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Спеціальність 05.09.12- напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Харків-2002

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Харківській державній академії залізничного транспорту Міністерства транспорту України.

Науковий консультант

доктор технічних наук, професор

Панасенко Микола

Васильович

Національний технічний

університет

“Харківський

політехнічний інститут”

професор кафедри

“Електричний транспорт

та тепловозобудування”

Офіційні опоненти:

доктор технічних наук, професор., **Долбня Віктор Тимофійович**, Національний технічний університет “Харківський політехнічний інститут” , професор кафедри автоматизованих електромеханічних систем

доктор технічних наук, старший науковий співробітник, **Павлов Віктор Борисович**, Інститут електродинаміки НАН України, провідний науковий співробітник

доктор технічних наук, доцент, **Ягуп Валерій Григорович**, Українська інженерно-педагогічна академія Міністерства освіти і науки України, професор кафедри автоматики і радіоелектроніки

Провідна установа

Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут”, кафедра теоретичної електротехніки Міністерства освіти і науки України, м. Київ.

Захист відбудеться “_30_” ____05____2002 р. о 14³⁰ годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.050.04 у 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 " 17 " ____ 04 ____ 2002 р.

Вчений секретар

спеціалізованої

вченої

ради

Осичев О.В.

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Сучасний етап розвитку промисловості характеризується удосконалюванням технологічних процесів, збільшенням одиничної потужності і продуктивності технологічних агрегатів, що містять у своєму складі напівпровідникові перетворювачі електричної енергії. Виникаюча при цьому проблема поліпшення електромагнітної сумісності перетворювача з живильною мережею і навантаженням ставить задачу пошуку і дослідження шляхів зниження впливу специфічних режимів роботи перетворювача.

Більшість відомих робіт в області дослідження електромагнітних і динамічних процесів базується на ідеалізації перетворювача як симетричної системи. Такий підхід визначає частотні спектри гармонічних складових на вході і виході перетворювача побудовою його силової схеми і законом керування. Розробці методів аналізу і синтезу перетворювальних систем присвячені роботи відомих вітчизняних і закордонних вчених: Булгакова О.О., Волкова І.В., Каганова І. Л., Долбні В.Т., Жемерова Г.Г., Жежеленко І.В., Жуйкова В.Я., Маєвського О.О., Поздєєва А.Д., Руденко В.С., Такеуті Т., Толстова Ю.Г., Чиженко І.М., Шляпошнікова Б.М., Шидловського А.К., Шипілло В.П., Nils Ake Bjarestn.

Питання електромагнітної сумісності перетворювачів із живильною мережею і навантаженням давно є предметом досліджень. Викликано це особливістю роботи тиристорного випрямляча, який перетворює енергію одного виду в інший за рахунок періодичних комутацій струму, що протікає через силові ключі. Ці процеси є причиною несинусоїдності споживаного з мережі струму і пульсуючого характеру вихідної напруги. Відставання споживаного струму від напруги, що є функцією кута керування, викликає зміни споживаної реактивної потужності. Складною задачею є і забезпечення електромагнітної сумісності з мережею сумірної потужності за тими показниками: припустимий коефіцієнт несинусоїдності; допустимі амплітуди парних та непарних гармонік. Зростання числа перетворювальних систем і систем із багатократним перетворенням електричної енергії також потребує урахування їхнього взаємного впливу. Вимоги до даних показників носять жорсткий характер, що має тенденцію до посилення, і викликають достатньо складні проблеми при їх практичному виконанні. Тому створення перетворювачів, що забезпечують електромагнітну сумісність із живильною мережею і навантаженням, є актуальною задачею. Вирішення цієї задачі носить комплексний характер, що потребує удосконалювання принципів перетворення електричної енергії і створення нових методів регулювання вхідних і

вихідних параметрів перетворювача. Застосування випрямних установок підвищеної пульсності до деякої міри знижує гостроту проблеми забезпечення електромагнітної сумісності з одночасним ускладненням перетворювальної системи. Тут поліпшення показників якості електричної енергії у вхідному і вихідному колах перетворювача досягається в умовах абсолютної симетрії, під якою варто розуміти симетрію живильних ЕРС і відсутність несиметрії перетворювача.

Актуальність теми. Реальний перетворювач є несиметричною системою і живиться від несиметричної системи ЕРС, допуск на відхилення яких від номінальних значень регламентується нормативними документами. Вплив несиметрії викликає зміну частотних спектрів у вхідному і вихідному колах перетворювача, доповнюючи їх невластивими для симетричного режиму гармонічними складовими. Так, при живленні перетворювача від трифазної несиметричної системи ЕРС, у його вхідне коло генеруються парні гармоніки і гармоніки, кратні трьом, а вихідне коло доповнюється гармоніками, частоти котрих кратні подвоєній частоті живильної мережі.

Дослідженню впливу несиметрії на електромагнітні процеси тиристорного випрямляча і зміни гармонічного складу в його вхідному і вихідному колах присвячено ряд робіт серед яких слід зазначити роботи Анісімова Я.Ф., Крайчика Ю.С., Phadke A.G. , Harlow I.H. , Reeve J.

Аналіз впливу джерел несиметрії на тиристорний випрямляч став передумовою розгляду можливості компенсації субгармонік методами автоматичного регулювання. При цьому сформувалися два самостійних напрямки: параметричне регулювання субгармонік і регулювання субгармонік в замкнутій структурі.

Одні із перших результатів по параметричному регулюванню опубліковані в роботах Лоскутова Є.Д. Однак відсутність достатньо глибокого теоретичного обґрунтування, що дає повне уявлення про процеси в такій системі, а також складність сполучення характеристик через нелінійні залежності між величиною несиметрії і необхідним збільшенням регульованого параметра перетворювача не дозволяє у відомих технічних рішеннях реалізувати високу ефективність компенсації субгармонік. Тому дані системи не знайшли широкого застосування, хоча самий напрямок заслуговує пильної уваги на сучасному етапі, що характеризується високим рівнем розвитку мікроелектроніки і мікропроцесорної техніки.

Одні з перших результатів по дослідженню можливості використання замкнутої структури для компенсації субгармонік приведені в роботах Bowles J.P. і Шипілло В.П.. У першій із них подане технічне рішення системи регулювання, у другій роботі, базуючись на загальних положеннях теорії регулювання перетворювача, розглянута можливість компенсації субгармонік, що викликаються несиметрією керування. Подальші дослідження цього напрямку обмежуються вирішенням окремих задач стосовно до конкретних випадків застосування замкнутої структури.

Незважаючи на достатньо інтенсивні роботи подальший розвиток концепції застосування методів автоматичного регулювання гармонічних складових у вхідному і вихідному колах

перетворювача залишається актуальним, особливо з огляду на прагнення України стати повноправним членом Європейської спільноти, де міжнародні стандарти ставлять більш високі вимоги до якості електричної енергії.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження з теми дисертації виконувалися відповідно до координаційного плану науково-дослідних робіт АН УРСР по комплексній проблемі " Наукові основи електроенергетики" на 1985-1990 р. П.1.9.2.2.1.1.4.-" Дослідження динаміки систем тиристорних перетворювачів із підвищеними вимогами до точності регулювання"; координаційного плану науково-дослідних робіт (НДР) АН УРСР по комплексній проблемі "Наукові основи електроенергетики" на 1991-1995 р. П.1.9.2.2.1.1.1.3 "Розробка і дослідження високоефективних напівпровідникових перетворювачів і їхніх компонентів для систем електропостачання й електроустаткування транспортних установок"; НДР 78226 (Держ. рег. №01860024563) "Розробка і дослідження експериментальної системи авторегулювання джерел живлення прискорювально- накопичувального комплексу" із НДІ НВО ХЕМЗ; НДР 78978 (Держ. рег. №01860126058) " Розробка і впровадження уніфікованого аеродромного випрямляча"; НДР 78411 (Держ. рег. №01890060922) " Дослідження і розробка систем автоматичного регулювання для перетворювача власних потреб тепловоза" із ВО ТЕЗ ім. М.І. Калініна; НДР 25/1 (Держ. рег. №ГР 0197U003552) " Поліпшення електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електричної енергії шляхом компенсації низькочастотних неканонічних гармонік" за замовленням Укрзалізниці; НДР 25/7 (Держ. рег. №ГР 0195U013379) " Модернізація статичного перетворювача для живлення власних потреб трамвайного вагона" із ХДКМП "Міськелектро-транс".

По НДР 78226 автор був відповідальним виконавцем, по інших НДР автор здійснював наукове керівництво. Особистий внесок полягає у виборі напрямку досліджень і постановці задач досліджень, розробці і теоретичному обґрунтуванні прийнятих технічних рішень.

Мета та задачі досліджень. Метою роботи є розробка теоретичних основ і ефективних методів регулювання субгармонік напівпровідникових перетворювачів електричної енергії із широтно-імпульсною модуляцією другого роду.

Поставлена мета вимагала вирішення таких задач:

- визначення впливу режимів роботи перетворювача і джерел несиметрії на генерацію неканонічних гармонік у вхідному і вихідному колах перетворювача;
- визначення взаємозв'язку між субгармоніками вхідного і вихідного кіл перетворювача;
- розробки методу гармонічного аналізу субгармонік через відображення на комплексну площину;
- розробки динамічних моделей перетворювачів із широтно-імпульсною модуляцією другого роду для загального випадку впливу несиметрії;

- теоретичного обґрунтування і розробки методів регулювання субгармонік з урахуванням режимів роботи перетворювача;
- визначення впливу процесу регулювання субгармоніки на гармонічний склад напруги і струму перетворювача;
- теоретичного обґрунтування і розробки структур регулювання субгармонік, інваріантних до зовнішніх і внутрішніх збурень;
- розробки методів зменшення впливу замкнутої структури регулювання субгармоніки на частотну характеристику перетворювача і їхнього теоретичного обґрунтування;
- теоретичного обґрунтування і розробки методів одержання оптимальних динамічних характеристик систем регулювання вихідних координат перетворювача, які мають локальні системи регулювання субгармонік;
- теоретичного обґрунтування і розробки функціональних вузлів систем регулювання субгармонік.

Об'єкт дослідження. Субгармоніки і динамічні характеристики.

Предмет дослідження. Напівпровідниковий перетворювач електричної енергії із широтно-імпульсною модуляцією другого роду для малих збільшень впливу, що збурює.

Методи дослідження. Дослідження впливу несиметрії на субгармоніки виконано методами гармонічного аналізу, дослідження динамічних характеристик базується на методі узагальнених функцій, імпульсних моделях, математичному апараті z - перетворення, методі аналогового моделювання.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в такому:

- отримано подальший розвиток аналізу впливу несиметрії на генерацію неканонічних гармонік у вхідному і вихідному колах перетворювача із широтно-імпульсною модуляцією другого роду;
- уперше застосовано еквівалентне несиметрії гармонічне діяння для визначення зв'язку між неканонічними складовими у вхідному і вихідному колах перетворювача;
- удосконалено графо-аналітичний метод дослідження субгармонік перетворювача на комплексній площині;
- отримано подальший розвиток теорії параметричного регулювання субгармонік;
- удосконалено імпульсні моделі тиристорного випрямляча для загального випадку впливу несиметрії і різних режимів струму навантаження;
- вперше одержані імпульсні моделі широтно-імпульсного перетворювача для загального випадку несиметрії;
- отримано подальший розвиток теорії замкнутої структури регулювання субгармонік тиристорного випрямляча;

- уперше дано теоретичне обґрунтування і показані особливості регулювання в замкнутій структурі субгармонік широтно-імпульсного перетворювача;
- розроблено метод дослідження процесів, що квазіустановились, у системах із перетворювачами, що базується на застосуванні еквівалентної імпульсної моделі електричного кола;
- уперше розроблено метод параметричного формування в імпульсній системі процесу кінцевої тривалості, з використанням якого отримані оптимальні по швидкодії структури регулювання основних координат перетворювача, що містять локальні системи регулювання субгармонік;
- розроблено методи побудови і дано теоретичне обґрунтування інваріантних систем регулювання субгармонік;
- розроблено принципи побудови й отримані розрахункові співвідношення для функціональних вузлів систем регулювання субгармонік.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що подані в дисертації розробки рекомендуються для практичного використання в науково-дослідних інститутах і промислових підприємствах, які вирішують проблеми підвищення енергетичних і динамічних показників напівпровідникових перетворювачів електричної енергії. Застосування отриманих у дисертації теоретичних результатів дозволяє поліпшити електромагнітну сумісність перетворювача з живильною мережею і навантаженням.

Результати роботи впроваджені в перетворювачах, що серійно випускаються на підприємстві ESTEL AS (колишнє НВО "Електротехніка") м. Таллін і ДНВО "ХЕМЗ" м. Харків, а також у серії експериментальних зразків перетворювачів, застосовуваних ХДКП "Міськелектротранс".

Теоретичні результати, отримані в ході виконання даної роботи, також використані в курсі лекцій з дисципліни "Електромагнітна сумісність систем електропостачання", що читаються на кафедрі "Системи електричної тяги" і в інституті підвищення кваліфікації ХарДАЗТ при підготовці спеціалістів і магістрів.

Особистий внесок здобувача. Положення позицій, викладених у розділі "Наукова новизна", отримані здобувачем особисто.

У роботах, які опубліковані в співавторстві, особистий внесок полягає у наступному: в роботах [9,15,17,34,37,38,41] виконана постановка задачі досліджень, розроблені структурні схеми та теоретично обґрунтовані умови інваріантності, сформульовані вимоги до функціональних вузлів систем регулювання; в [23,24] розроблені структурні схеми перетворювачів, виконана постановка задачі досліджень, сформульовані умови наявності процесу кінцевої тривалості; в [27-33] розроблено спосіб та пристрої для регулювання основних координат та субгармонік

перетворювача; в [19] розроблена імпульсна модель дискретного фільтра, запропоновані структурні схеми дискретних фільтрів миттєвого та середнього значень вхідного сигналу, одержані умови процесів кінцевої тривалості; в [20] розроблена імпульсна модель фазорегульованого пристрою, виконані дослідження динамічних характеристик; в [25,26] виконана постановка задачі досліджень, запропонована та теоретично обґрунтована структурна схема напівпровідникового перетворювача з поліпшеними енергетичними характеристиками та його САР, визначені умови наявності процесу кінцевої тривалості та характер впливу пульсаційної складової на динамічні процеси.

Апробація роботи. Основні положення дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на:

- Третій всесоюзній науково-технічній нараді "Проблеми електромагнітної сумісності силових напівпровідникових перетворювачів".- АН Естонської РСР, ІТЕФ, Таллін.- 1986р.;
- V Всесоюзній науково-технічній конференції "Проблеми перетворювальної техніки".- АН УРСР, ІЕД, Київ.-1987р.;
- науково-технічній конференції "Математичне моделювання в енергетиці".- АН УРСР, Інститут проблем моделювання в енергетиці АН УРСР,-Київ.-1990р.;
- семінарі "Удосконалювання суднових і автономних електромеханічних систем".- ІЕД АН УРСР,- Севастополь.-1990р.;
- V Всесоюзній науково-технічній конференції "Проблеми перетворювальної техніки".- АН УРСР, ІЕД, Київ,-1991 р.;
- міжнародній науково-технічній конференції "Силовая електроніка у вирішенні проблем ресурсо- і енергозбереження".- Алушта, Крим, Україна.-1993р.;
- міжнародній науково-технічній конференції "Нетрадиційні електромеханічні і електричні системи".- Алушта, Крим, Україна.-1997р.;
- першому міжнародному симпозиумі "Енергозбереження, якість електро- енергії, електромагнітна сумісність на залізничному транспорті".-Москва.-МІІТ.- 1997р.;
- міжнародній науково-технічній конференції "Силовая електроніка і енергоефективність" (СЕЕ-98).- Алушта, Крим, Україна.-1998р.;
- міжнародній науково-технічній конференції "Силовая електроніка і енергоефективність" (СЕЕ-99).- Алушта, Крим, Україна.-1999р.;
- міжнародній науково-технічній конференції "Силовая електроніка і енергоефективність".- Алушта, Крим, Україна.-2000 м.;
- семінарах НАН України " Питання теорії, розробки і дослідження вентильних систем" при кафедрі "Промислова електроніка" ХПІ;

- семінарах НАН України " Напівпровідникові та мікропроцесорні пристрої в електроенергетичних системах транспорту" при кафедрі " Системи електричної тяги" ХарДАЗТ;
- науково-технічних конференціях кафедр ХДУ "ХП" і ХарДАЗТ.

Публікації. Результати дисертації опубліковані в 41 друкарській роботі, у тому числі одна монографія, 25 наукових статей і 7 авторських свідоцтв на винаходи .

Структура й обсяг дисертації. Дисертація складається з вступу, семи розділів, додатків. Повний обсяг дисертації складає 409 сторінок, із котрих 294 сторінки основного тексту, 141 ілюстрація по тексту на 45 сторінках і 26 ілюстрацій на 22 сторінках, 2 додатки на 30 сторінках і список використаних літературних джерел із 182 найменувань на 19 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ ДИСЕРТАЦІЇ

У вступі подано загальну характеристику роботи, її зв'язок з науковими програмами і темами. Обґрунтовано актуальність теми дисертації, визначено наукову новизну отриманих результатів та показано їх практичну цінність. Сформульовано мету і основні задачі досліджень, положення, що виносяться на захист.

У першому розділі розглянуто сучасний стан і вимоги до якості електричної енергії на вході і виході перетворювальної установки. Визначено вплив на якісні показники електроенергії неканонічних гармонік (НГ), природа яких пов'язана з впливом на перетворювач різного виду несиметрій. Виконана класифікація методів регулювання низькочастотних НГ (субгармонік) і формулюється постановка задачі досліджень.

Зменшення амплітуд субгармонік здійснюється різними методами, що відрізняються як механізмом впливу так і засобами технічної реалізації (див. рис.1).

Основні критерії, за якими необхідно проводити порівняння методів регулювання субгармонік, такі: установлена потужність фільтруючого обладнання; ефективність придушення; ступінь впливу на частотну характеристику перетворювача; інваріантність амплітуди до відхилень частоти мережі; інваріантність до змін величини несиметрії.

Порівняльний аналіз показує, що застосування пасивних фільтрів доцільне для канонічних гармонік $\omega_K \in [\omega_o, \omega_o + \Delta\omega_o]$ перетворювача пульсності m , що живиться від мережі з частотою ω_o . Максимальної ефективності від фільтрів варто домагатися в діапазоні частот $\omega_K \in (4...6)\omega_o$. Збільшення ефективності пасивної фільтрації у зазначеному діапазоні частот досягається застосуванням багатоланкових фільтруючих ланцюгів із резонансними контурами. Застосування пасивних фільтрів для придушення субгармонік перетворювача є недоцільним через значне зростання їхніх масогабаритних показників, обумовлених установленою потужністю дроселів і конденсаторів. Разом із цим збільшення сталої часу фільтра з метою

збільшення коефіцієнта фільтрації для частот $\omega \approx \omega_0$ збільшує інерційність об'єкта перетворювач - фільтр як елемента системи автоматичного регулювання, що ускладнює протікання динамічних процесів.

При виборі резонансної частоти пасивного фільтра необхідно враховувати наявність у вихідній напрузі перетворювача субгармонік із частотами $\omega \approx \omega_0$. Збіг власної частоти фільтра або близьке її розташування з зазначеними гармоніками викликає збільшення їхніх амплітуд. Тому є доцільним попереднє їхнє зменшення засобами регулювання і управління.

Одержання низьких рівнів пульсацій і високої точності регулювання вихідної напруги і струму тиристорного джерела досягається застосуванням двоканальних систем автоматичного регулювання, що складаються з низькочастотного і високочастотного каналів. У таких системах основний потік потужності передається низькочастотним каналом. Низькочастотним каналом здійснюється і попередня фільтрація вихідної напруги перетворювача. Високочастотний канал забезпечує остаточне зменшення пульсацій і стійкість системи.

Одним із шляхів зменшення неканонічних складових у вхідному і вихідному колах перетворювача є підвищення точності формування регульованого параметра (кут керування α або відносна тривалість δ). Найбільших значень несиметрія керування (НК) досягає в багатоканальних системах керування.

Більш точними є одноканальні системи, які формують керуючий імпульс для тиристора однієї фази з наступним розподілом по інших. Застосування такого методу формування імпульсів керування виключає складову несиметрії, що викликається розкидом характеристик окремих каналів. Формування імпульсу в одному фазозсуваючому пристрої з наступним розподілом по іншим фазам знижує швидкодію даної системи стосовно багатоканальної, що обмежує її застосування.

У асинхронних одноканальних системах керування досягається рівність вольт-секундних площінок на інтервалах провідності тиристорів. Наявність несиметрії живильних ЕРС викликає появу НГ. У силу інтегрального зв'язку між збільшеннями амплітуд живильних ЕРС і кутом керування асинхронна система має знижену чутливість до несиметрії живильної мережі (НМ). Зміною сталої часу інтегруючої ланки можна зменшувати вплив несиметрії живильних ЕРС на несиметрію кутів керування, але при цьому істотно погіршуються динамічні показники системи.

Переваги цифрових систем керування визначаються більш високою точністю формування імпульсів керування. Побудова цифрової системи керування на сучасній елементній базі, при достатньо малій величині ступені квантування сигналу керування, дозволяє практично виключити НК.

Застосування перерахованих методів формування імпульсів керування дозволяє в тій або іншій мірі вирішити питання зменшення НГ, що викликаються НК. Проте такі методи не вирішують задачу компенсації НГ від НМ.

Компенсація субгармонік у вхідному і вихідному колах перетворювача можлива двома методами. Перший із них базується на параметричному регулюванні параметрів системи керування або зовнішнього компенсуючого впливу. У основу другого методу покладена симетруюча дія негативного зворотного зв'язку.

В другому розділі виконано аналіз процесу генерації НГ у вхідному і вихідному колах перетворювачів із широтно- імпульсною модуляцією другого роду для малих відхилень керуючого діяння. Дано оцінку впливу режимів роботи перетворювача на процес генерації.

Дослідження процесу генерації НГ базується на гармонійному аналізі інформаційної складової, якою є відхилення ЕРС від стаціонарного стану. Характер змін інформаційної складової залежить від джерела несиметрії, методу перетворення параметрів електричної енергії і режимів роботи перетворювача. У перетворювачах із широтно- імпульсною модуляцією другого роду інформаційна складова є функцією двох змінних. У керованому перетворювачі до таких узагальнених змінних відносяться НМ і НК. Кожна із змінних формує свою складову в неканонічну гармоніку, яка генерується.

У керованому випрямлячі (КВ), що живиться від системи ЕРС із коефіцієнтом несиметрії ϵ і фазою зворотної послідовності α_2 , у режимі безперервного струму результуюче значення вектора $\vec{u}_o$ -ї НГ і його просторова орієнтація визначається системою рівнянь

$$\left\{ \begin{aligned} \vec{u}_{op} &= e^{j\alpha_2} \left[\frac{1}{3} e^{j\alpha_0} e^{j\alpha} \sin \alpha_0 \right], & \text{для } \epsilon = 2(1+3k); \\ \vec{u}_{op} &= e^{j\alpha_2} \left[\frac{1}{3} e^{j\alpha_0} e^{j\alpha} \sin \alpha_0 \right], & \text{для } \epsilon = 2(2+3k); \end{aligned} \right.$$

де $k=0,1,2,3,\dots$ $\alpha_0 = \alpha_2 - \alpha_1$ $\alpha_1 = \alpha_2 - \alpha_2$.

(1)

Кутова координата α_n враховує зсув імпульсної послідовності $\vec{u}_n$ щодо системи живильних ЕРС при різних засобах синхронізації опорних напруг. Модуль вектора складової НК для обох послідовностей номерів ϵ визначається величинами $\vec{u}_n$ на сусідніх інтервалах провідності тиристорів

$$u = \sqrt{3 \left[u_1^2 + u_2^2 + u_2^2 \right]}.$$

(2)

Збільшення кутів керування $\varphi \rightarrow \varphi_n$ і порядок їхнього розподілу на періоді живильних ЕРС залежать від φ і α_2 . Фазовий зсув, що залежить від характеру і величини імпульсної послідовності несиметрії, визначається як

$$\varphi_y = \arctg \frac{\sqrt{3}(\varphi_1 + 2\varphi_2)}{3\varphi_1},$$

(3)

де знак “-” відповідає $\varphi = 2(1+3k)$, а знак “+” - $\varphi = 2(2+3k)$.

На комплексній площині виразам (1) відповідають вектори (див. рис.2), фазові траєкторії яких визначаються змінами $\varphi \rightarrow \varphi_n$ і α_2 .

Кожний із результуючих векторів складається із суми двох інших, що описуються виразами в дужках. Перший із них подає складову U_{Σ} від ЕРС зворотної послідовності.

Другий – складову U_{Δ} від несиметрії керування, що викликається несиметрією живильних ЕРС. При зміні φ_0 від 0 до π кінець вектора U_{Δ} описує коло, що проходить через початок координат. Центр окружності при $\varphi_0=0$ лежить на уявній осі. Діаметр кола визначається модулем U_{Δ} при $\varphi_0 = \pi/2$ і дорівнює $d = U_{\Delta}/3$. Зміна φ викликає переміщення кола навколо початку координат, що рівнозначно повороту самої системи щодо вихідного стану.

Показано, що відображення процесу генерації НГ на комплексну площину дозволяє виконувати аналіз характеру їх спектра, а також здійснювати синтез систем, що володіють властивостями компенсації дії несиметрії.

При наявності комутаційних інтервалів вихідна напруга подається у вигляді суми складових

$$\bar{U}_{TV} + \bar{U}_{\Sigma} + \bar{U}_{\Delta} + \bar{U}_{\Sigma} + \bar{U}_{\Delta} + \bar{U}_{\Sigma} + \bar{U}_{\Delta} + \bar{U}_{\Sigma} + \bar{U}_{\Delta},$$

(4)

де: $\bar{U}_{\Sigma}$ -пряма послідовність ЕРС перетворювача; $\bar{U}_{\Delta}$ -імпульсна складова прямої послідовності несиметрії; $\bar{U}_{\Sigma}$ - імпульсна складова зворотної послідовності несиметрії; $\bar{U}_{\Delta}$ -комутаційна ЕРС зворотної послідовності. Якісні характеристики НГ перетворювача в аналізованому режимі визначаються розкладанням у ряд Фур'є складових виразу (4) за винятком $\bar{U}_{\Sigma}$, що несе інформацію про канонічні гармоніки.

Імпульсна складоваї прямої послідовності несиметрії, що визначається відхиленнями кута керування $\varphi \rightarrow \varphi_n$ і кута комутації $\alpha \rightarrow \alpha_n$ від установленого значення в симетричному режимі, викликає складову НГ з амплітудою

Показано, що в режимі переривчастого струму проти ЕРС навантаження змінює параметри імпульсної складової несиметрії. У результаті зі збільшенням глибини переривчастого режиму спостерігається зменшення амплітуд НГ. Фізично це пояснюється зменшенням у переривчастому режимі приростів напруг на тактових інтервалах у моменти вмикання чергових тиристорів.

Несиметрія змінює не тільки гармонічний склад вихідної напруги, але і надає суттєвий вплив на вхідне коло КВ. Дослідження дії несиметрії виконано еквівалентним їй гармонічним діянням на вхід симетричного КВ. Інформацією про гармонічні складові комутаційних спотворень є індуктивні падіння у фазній або лінійній напругах. Відхилення кутів керування від установленної величини при НК викликає модуляцію площ імпульсних падінь напруг, що викликає зміну гармонічного складу комутаційних спотворень. Так для фазних ЕРС комплексна амплітуда $\vec{U}_n$ НГ від впливу несиметрії керування для $m=6$ визначається сумою векторів, просторова орієнтація яких визначається відхиленнями кута керування $\alpha \rightarrow \alpha_n$ і комутації $\gamma \rightarrow \gamma_n$ (14).

Параметри α і γ визначаються величинами відхилень $\Delta\alpha, \Delta\gamma$ виглядом імпульсних послідовностей інформаційних складових несиметрії.

Вплив несиметрії керування поряд із генерацією НГ викликає зміна амплітуд канонічних гармонік комутаційних спотворень фазної ЕРС. Так, для фази А модулі векторів інформаційних складових цих змін для гармонік $\omega=1,7,13,\dots$ і $\omega=5,11,17,\dots$ рівні (13).

Орієнтація векторів інформаційних складових в просторі визначається початковими фазовими зсувами (14)

У виразі (14) знак "-" відповідає гармонічним складовим $\omega=1,7,13,\dots$, а знак "+" - гармонікам $\omega=5,11,17,\dots$.

Для НГ кратних трьом ($\omega=3,9,15,\dots$), модулі векторів інформаційних складових рівні. Початкові фазові зсуви цих гармонік дорівнюють нулю.

В результаті впливу несиметрії керування виникають парні НГ $\omega=2,8,14,\dots$ і $\omega=4,10,16,\dots$, які мають модулі векторів інформаційних складових. Початкові фазові зсуви векторів (15)

Знак "-" у (15) відповідає гармонікам $\omega=2,4,14,\dots$, а знак "+" - гармонікам $\omega=4,10,16,\dots$.

Модулі векторів інформаційних складових для гармонік $\omega=6,12, 18,\dots$ визначаються як $\frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \frac{1}{5}$. Початкові фазові зсуви так само, як і для гармонік, кратних трьом, дорівнюють нулю.

Показано, що на відміну від канонічних гармонік комутаційних спотворень, амплітуди яких загасають із збільшенням порядкового номера, НГ характеризуються тенденцією до зберігання амплітуд. Амплітуди НГ залежать від вигляду розподілу імпульсної послідовності несиметрії.

НК, що еквівалентна гармонічним діям із частотами $\omega = 50$ і 150 Гц, викликає НГ парних і непарних номерів, а НК, що еквівалентна гармонічному діянню з частотою 100 Гц, - непарні НГ.

При НМ на кожному з комутаційних інтервалів індуктивні падіння визначаються сумою **прямой** й зворотної послідовностей. (16)

Перший доданок виразу (16) визначає канонічні гармоніки комутаційних спотворень, а другий дає інформацію про НГ, що генеруються КВ у ЕРС мережі (17).

Незалежно від аналізованої напруги (фазної або лінійної) при несиметрії системи живильних ЕРС і симетричній системі керування комутаційні спотворення містять гармоніки непарних порядків. При цьому поряд із зміною амплітуд канонічних складових $k=1,5,7,9,\dots$ частотний спектр комутаційних спотворень доповнюється гармоніками з номерами, кратними трьом. Величини їхніх амплітуд залежать від коефіцієнта несиметрії і фази зворотної послідовності.

У багатофазному ШПП із m -каналами перетворення розкид параметрів каналів керування, **різні** затримки переключень силових елементів викликають появу відхилень тривалості імпульсів вихідної напруги від установленого значення $t_u = T_u$. Інформаційна складова про ці відхилення являє собою послідовність різнополярних прямокутних імпульсів з амплітудою U_o і відносною тривалістю α . Період повторення імпульсної складової $T_u = 1/mf_m$, де f_m - частота модуляції ШПП. Порядок розподілу імпульсної послідовності у середині періоду повторення T_u визначається властивостями несиметрії і може бути раціональною функцією від регульованого параметра α або інваріантним до нього.

Імпульсна складова викликає у вихідній напрузі ШПП генерацію НГ (18)

З (18) слідує, що в реальному ШПП через наявність кінцевих значень несиметрії вихідна напруга доповнюється НГ з частотами $f_{\omega} \pm m f_m$, де $\omega=1,2,3,\dots$.

При живленні ШПП від випрямної установки в його вихідну напругу переходять канонічні і неканонічні гармоніки випрямляча. Амплітуди цих складових змінюються у функції регульованого параметра α ШПП і інваріантні до його частоти модуляції. НГ випрямляча, переходячи у вихідну напругу ШПП, викликають появу в ньому гармонік із частотами, кратними частоті мережі, що живить випрямляч. Тому зміну гармонічного складу ШПП під дією НК і НГ вхідної напруги необхідно враховувати при проектуванні систем перетворення на його основі або вживати заходів, що **спрямовані** на компенсацію **причин** які **викликають** ці зміни.

У третьому розділі наведені результати дослідження параметричних методів регулювання субгармонік. Показано, що для побудови систем регулювання субгармонік застосована параметрично регульована ланка з двома **вхідними** x_1 , x_2 і вихідним $y=f(x_1, x_2)$

сигналами, зв'язок між якими у відхиленнях (19) де

$$\frac{\partial f}{\partial x_1} \approx K_1; \quad \frac{\partial f}{\partial x_2} \approx K_2; \quad \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} \approx K_3, \text{ визначається білінійною формою.}$$

Сигнали x_1 і x_2 можуть відбивати в розімкнутих або замкнутих структурах вхідне збурення, сигнал зворотного зв'язку або зовнішнє збурення. Виразу (19) відповідає структурна схема, яка характеризується наявністю адитивних зв'язків між $\pm x_1$, $\pm x_2$ і $\pm u$, що містять ланки з коефіцієнтами передачі K_1 і K_2 , і параметричним зв'язком, що містить перемножувач і ланку K_3 . Коли параметричний зв'язок переважає над одним з адитивних, наприклад, $K_2 \ll K_3$, тоді $\dot{u} \approx x_1(K_1 \pm K_3 \pm x_2)$. Коли адитивні зв'язки переважають над параметричними, тоді $\dot{u} \approx x_1 \pm K_1 \pm x_2 \pm K_2$. Цей випадок відповідає двовходовій підсумковій ланці з коефіцієнтами передачі K_1 і K_2 по входах. Наведені властивості параметричної ланки і її динамічних характеристик покладені в основу аналізу і синтезу систем регулювання субгармонік.

У загальному вигляді амплітуди неканонічних складових на виході перетворювача, що подані у векторній формі, пов'язані з зовнішніми збуреннями $U_{\text{вн}}$ і $U_{\text{вм}}$ із (див. рис.3) такими співвідношенням (20)

де q - коефіцієнт, що характеризує статичну характеристику перетворювача ;

$$\frac{dU_{\text{вн}}}{dU_{\text{вм}}} - \text{враховує вплив НМ на НК.}$$

З рівняння (20) слідує, що в несиметричному режимі перетворювач генерує в навантаження додаткові функціонально зв'язані між собою гармоніки. З цього також витікають і шляхи розв'язання задачі послаблення негативної дії несиметрії на електромагнітну сумісність перетворювача з навантаженням. При параметричному регулюванні власна несиметрія керування усувається застосуванням прецизійних систем керування. Достатньо просто ця задача вирішується застосуванням цифрових методів формування керуючого параметра ψ . Дія НМ компенсується застосуванням принципів комбінованого регулювання по збуренню $U_{\text{вн}}$ (див. рис.4). У випадку відсутно-

сті власної НК збурюючий вплив $U_{\text{вн}}$ функціонально пов'язаний з $U_{\text{вм}}$ через ланку $HI(p)$. Даний зв'язок визначає НК, викликану НМ. Зв'язок між сигналом завдання $U_z(p)$ і вихідною ЕРС перетворювача $e_{\text{н}}(p)$ визначається виразом (21)

Вираз (21) дозволяє сформулювати умови інваріантності гармонічного складу перетворювача до джерел несиметрії.

Перша умова: $U_{\text{вм}}(p) \approx 0$. Відповідно до цієї умови перетворювач живиться від симетричної системи ЕРС і керується симетричною системою керування. Гармонічні склади вхідного і вихідного кіл перетворювача визначаються канонічними гармоніками.

Друга умова: $U_{\text{с}}(\rho) \geq 0$, $H_1(\rho) \geq 0$. Цей випадок відповідає інваріантності системи керування до НМ. Вихідна ЕРС перетворювача $e_n(t)$ являє собою послідовність кусково-синусоїдних функцій із періодом $T \geq \frac{f_0}{m}$. НМ через амплітудну модуляцію даної послідовності викликає генерацію НГ у вхідному і вихідному колах перетворювача.

Для виконання даної умови необхідно усунути вплив несиметричної НМ на кола, що синхронізують систему керування. Достатньо точно це виконується в цифрових системах керування з однією на періоді живильної мережі точкою синхронізації.

Третя умова: $U_{\text{с}}(\rho) \geq 0$, $H_1(\rho)K_n \geq 1 \geq 0$. Виконання даної умови дозволяє одержати інваріантність керованого випрямляча до НМ. З умови випливає, що для компенсації α -ї субгармоніки необхідно регулювати НК таким чином, щоб складові у виразі (2) являли собою взаємно протилежні вектори.

Реалізація умов інваріантності здійснюється двома методами. При першому з них у сигнал керування перетворювача додають спеціально сформований сигнал. Таким сигналом може бути гармонічне діяння, амплітуду і фазу якого регулюють у функції параметрів живильних ЕРС. Другий із методів полягає в одержанні регульованої НК за допомогою коригуючих поправок у кути керування. Величини поправок обчислюють за результатами вимірів параметрів несиметрії живильних ЕРС перетворювача.

Так як в загальному вигляді амплітуда α -ї неканонічної складової вхідного або вихідного кіл перетворювача залежить від параметрів несиметрії α і α_2 , то для кожного стану вхідного струму I_a і вихідної напруги $U_{d\alpha}$ існують такі комбінації збільшень кутів керування $\alpha \rightarrow \alpha_n$ на кожному з тактових інтервалів, при яких амплітуда аналізованої НГ має мінімальну амплітуду.

З виразів (1) і (3) випливають умови інваріантності гармонічного складу вихідної напруги тиристорного випрямляча до НМ (22)

Виконання умов (22) досягається двома способами. Перший із них полягає в зміні параметрів приростів $\alpha \rightarrow \alpha_n$ кутів керування α_0 , другий - у регулюванні моментів синхронізації опорних сигналів.

Розв'язання задачі пошуку приростів $\alpha \rightarrow \alpha_n$ базується на таких умовах: середнє значення випрямленої напруги залишається незмінним; амплітуда гармоніки, що компенсується, мінімальна (23)

де знак "+" відповідає $\alpha = 2(1+3k)$, знак "-" відповідає $\alpha = 2(2+3k)$.

Система трансцендентних рівнянь (23) визначає шуканий закон корекції кутів керування для відповідних лінійних напруг, що забезпечують мінімум амплітуд неканонічних складових у

випрямлений напрузі КВ з рівноінтервальною системою керування. Ступінь компенсації НГ залежить від точності реалізації запропонованого алгоритму корекції кутів.

У силу того, що опорний сигнал несе інформацію про відхилення живильних ЕРС від симетричного режиму, з'являється можливість використовувати це для компенсації неканонічних складових. Так, для компенсації субгармоніки $\varphi=2$ при $\varphi_0=0,005$, $\alpha = -\Delta/2$, $\varphi_0=\Delta/6$, початковий фазовий зсув φ вектора складової U_{φ} стосовно вектора складової U_{φ_c} повинний дорівнювати $\Delta/6$. Початкова фаза імпульсної послідовності несиметрії керування визначається як (24)

де чергування знаків відповідає системі рівнянь (23).

Вираз (24) визначає зв'язок між точкою синхронізації системи імпульсно-фазового керування і імпульсною складовою несиметрії керування, що залежить від величин φ і Δ .

Для отриманих приростів кутів керування діаметр кола, що описується вектором складової U_{φ} , $d=2\varphi$. Векторна діаграма, що відповідає даному випадку, наведена на рис.5,а.

З наведеного аналізу випливає, що ефект компенсації субгармоніки $\varphi=2$, яка викликається несиметрією живильної мережі, може бути отриманий якщо в якості опорного сигналу системи керування застосувати напругу комутованої фази зрушеної на кут φ_n , а прирости кутів керування встановлювати відносно симетричного режиму згідно з (23). Для гармоніки $\varphi=4$, відповідно до умов компенсації $\varphi=2$, одержимо: $\varphi_y = -5\Delta/12$, $\varphi = -\Delta$, для $\varphi=8$ – маємо: $\varphi_y = 5\Delta/12$, $\varphi = -5\Delta/6$. Годографи даних гармонік для $\varphi_0=\Delta/6$ наведені на рис.5,б,в.

З отриманих векторних діаграм слідує, що компенсація низькочастотної НГ викликає збільшення амплітуд більш високочастотних НГ. Фізично це пояснюється збереженням енергетичного балансу, що забезпечує незмінність середнього значення випрямленої напруги.

Векторна діаграма на рис.5,а свідчить про залежність ефекту компенсації від змін кута керування, кута фазового зсуву зворотної послідовності і коефіцієнта несиметрії. Зміна однієї з зазначених перемінних призводить до порушення умови компенсації НГ. Інваріантність процесу компенсації субгармоніки досягається в запропонованій замкнутій структурі автоматичного регулювання фазового зсуву опорного сигналу системи керування. Результати, одержані за допомогою векторних діаграм, співпадають з результатами моделювання на ЕОМ.

У четвертому розділі виконано дослідження впливу несиметрії на динамічні характеристики перетворювачів із широтно-імпульсною модуляцією при малих відхиленнях керуючого параметра. Отримано імпульсні моделі КВ і ШПП. Показано, що уявлення зведеної неперервної частини системи у вигляді еквівалентної імпульсної моделі дозволяє спростити визначення її реакції на вихідну напругу перетворювача. Показано, що уявлення передатної функції зведеної неперервної частини системи у вигляді рівнобіжних ланок із відомими виразами для фактора пульсацій зпростує знаходження загального виразу для фактора пульсацій.

Аналіз динамічних характеристик перетворювачів базується на узагальнених схемах заміщення. КВ розглядається у вигляді еквівалентної нульової m -пульсної схеми, у котрій живильна мережа і силовий трансформатор подані у вигляді m -фазної систем ЕРС, зведеної індуктивності і зведеного активного опору. Силова частина ШП, що у загальному випадку представляє m -паралельно з'єднаних синхронних або асинхронних каналів перетворення вхідної напруги, розглядається у вигляді одної силової ланки, керованої від m каналної системи керування. Ланцюг навантаження в обох випадках містить індуктивність, активний опір і джерело проти ЕРС. Системи керування перетворювачів формують лінійні регулювальні характеристики.

Показано, що при малих значеннях приростів керуючого діяння КВ і ШП з односторонньою модуляцією при впливі НУ являють собою амплітудно-імпульсні модулятори другого роду, вихідними координатами яких є послідовності φ -функцій, модульованих по амплітуді гармонічними впливами, еквівалентними НК. Динамічний зв'язок між приростами вхідної і вихідної координат одержано лінеаризацією трансцендентного рівняння, що описує процеси в замкнутій структурі, (25)

Складова U_{yo} визначає середнє значення вихідної напруги, а складова U_{φ} враховує наявність несиметрії.

Дія НК додає в сигнал керування складову U_{φ} , що змінює значення похідної сигналу керування в точці зустрічі з опорним сигналом. У силу цього фактор пульсацій є функцією двох змінних. Зміна поточного кута φ у процесі регулювання КВ (або $\rightarrow$ у ШП) впливає на величину похідної складової сигналу керування U_{yo} в тактові моменти. Похідна від U_{φ} у тактові моменти залежить від параметрів гармонічного діяння - амплітуди, частоти і фазового зсуву щодо системи опорних сигналів.

При розгляді особливостей динаміки КВ в умовах НМ прийняте допущення про ідеальність системи керування і інваріантності її до несиметрії напруг, що синхронізують. Несиметрична система живильних ЕРС подана, як система векторів $\vec{U}_1$ прямої й $\vec{U}_2$ зворотної послідовностей. Зв'язок між векторами прямої і зворотної послідовностей визначається коефіцієнтом несиметрії $\vec{U}_2 / \vec{U}_1$. У цьому випадку вихідна напруга КВ на кожному з тактових інтервалів визначається сумою симетричних складових імпульсних послідовностей, одна з яких утворена приростом ЕРС прямої послідовності і має стрибки в моменти переключень. ЕРС зворотної послідовності $\vec{U}_2$ утворюють другу різнополярну періодичну послідовність приростів. Прирости від зворотної послідовності, переходячи на сторону випрямленої напруги, викликають амплітудну модуляцію приростів ЕРС на тактових інтервалах випрямляча (26).

З (26) слідує, що при НМ у приростах ЕРС КВ, викликаних нескінченно малим відхиленням керуючого діяння, бере участь зворотна послідовність несиметрії яка утворює додаткову різнополярну послідовність $\Leftarrow$ -імпульсів.

При живленні ШПІ від КВ пульсаційна складова, що міститься у вхідній напрузі, викликає амплітудно-імпульсну модуляцію вихідної напруги. Вихідна напруга при цьому являє собою послідовність імпульсів, вершини яких на тактових інтервалах визначаються гладкою складовою U_o і низькочастотною пульсаційною складовою U_{eo} .

Розкладання (27) в узагальнений ряд Тейлора відносно малих приростів керуючого діяння дає рівняння у відхиленнях для динамічного режиму

$$\Delta U_H(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \Delta U_H^{(n)}(t) + \sum_{n=0}^{\infty} \Delta U_{eo}^{(n)}(t). \quad (28)$$

(28)

Перша складова рівняння (28) визначає зв'язок між приростами вихідної напруги і керуючого діяння. Друга складова визначає приріст вихідної напруги, викликана зміною функції, що модулює. Добуток $\Delta U_{eo} \Delta U_{eo}$ пропорційний усередненому на тактовому інтервалі значенню приросту за $t \Leftarrow \rightarrow T$ функції, що модулює.

Виразам (25) і (26) відповідає наведена на рис.6 імпульсна модель КВ у загальному випадку впливу несиметрій управління і живильної мережі. Вона має два синхронні ідеальні імпульсних елементи з періодом квантування T , що здійснюють амплітудно-імпульсну модуляцію керуючого діяння $U_y = U_{yo} + U_{ey}$. Перехід до імпульсної моделі ШПІ здійснюється замінами: K_{TB} на K_{II} , U_{eo} на U_{ey} , e_{TB} на U_H .

Оцінка впливу на динамічні процеси КВ інтервалу комутації виконана з двох позицій. При інтегральній оцінці, в основу якої покладене допущення про еквівалентність дії на зведену неперервну частину системи площинки індуктивного падіння і такої же по розміру площинки, зосередженої в момент початку комутації. Приріст вихідної ЕРС випрямляча $\Leftarrow e_{TB}$, що є результатом змін керуючого діяння ΔU_y і збурення ΔU_{ec} від зворотної послідовності несиметричної системи живильних ЕРС, описується виразом

$$\Delta e_{TB} = \Delta U_y K_{TB} F_o T \sum_{n=0}^{\infty} \Delta U_{ec}^{(n)} + \Delta e_{TB} K_{II} H(\rho) T \sum_{n=0}^{\infty} \Delta U_{ec}^{(n)}. \quad (29)$$

З (29) слідує, що канал передачі по керуючому U_y і збурюючому U_{ec} сигналах імпульсної моделі, отриманої без врахування комутації, доповнюється каналом зворотного зв'язку по струму навантаження.

Вплив несиметрій керування і живильних ЕРС викликає широтну і амплітудну модуляцію імпульсних послідовностей від приростів імпульсних падін на комутаційних інтервалах. Амплітуди імпульсів містять інформацію про пряму і зворотну послідовності несиметричної системи живильних ЕРС. Лінеаризоване рівняння для динамічного режиму, записане відносно відхилень вихідної ЕРС перетворювача з урахуванням інтервалу комутації, має вид

$$\dot{e}_{TB} = (\dot{U}_y - \dot{U}_n) \left[\frac{K_{TB}}{2} F_{\Sigma} + \sum_{n=1}^N \left(\frac{K_n}{\omega_n} \sin \omega_n t \right) \right] + K_o K_1 \sum_{n=1}^N \left(\frac{K_n}{\omega_n} \sin \omega_n t \right). \quad (30)$$

Рівнянню (30) відповідає імпульсна модель, зображена на рис.7. Дана модель має два канали передачі інформації. Прямий канал має коефіцієнт передачі, що дорівнює половині статичного коефіцієнта передачі перетворювача без урахування комутації. Другий канал має затримку в передачі інформації. Величини затримки τ і коефіцієнтів K_o і K_1 залежать від кута керування α_o і струму навантаження перетворювача.

У режимі переривчастого струму відхилення моментів включення тиристорів КВ від стаціонарного призводять до відхилення їхніх моментів вимикання. У цьому випадку імпульсна складова вихідної напруги являє собою послідовність різнополярних імпульсів з вершинами у вигляді відрізків синусоїд з тривалістю Δt_o для позитивних і Δt_o для негативних. Вплив НМ викликає амплітудну модуляцію імпульсної складової. Аналогічні процеси протікають і в ШП. Розділяючи вихідну координату на симетричну й імпульсну складові, одержимо трансцендентне рівняння, що визначає зв'язок між приростами вихідної ЕРС ΔU_n і сигналу керування ΔU_y . Імпульсна складова вихідної напруги перетворювача містить інформацію про відхилення в системі, що характерні симетричному режиму, і про відхилення, які викликаються гармонічними збуреннями U_{ω_y} і U_{ω_o}

Динамічний зв'язок між вхідною ΔU_y і вихідною ΔU_n координатами визначається лінеаризацією рівняння (31)

$$\frac{dU_n}{dU_y} = K_1 T(t - t_o) + \frac{\Delta U_o(t_o)}{\Delta U_o(t_o)} T(t - t_o) + K_2 T[t - (t_o + \Delta t)]. \quad (33)$$

З виразу (33) слідує, що в режимі переривчастого струму інформація про прирости керуючого впливу передається в навантаження перетворювача двома каналами, перший із яких має коефіцієнт передачі $K_1 \approx K_n F$.

На рис.8 наведена імпульсна модель ШП.

Обчислення фактора пульсацій пов'язано з визначенням реакції приведенної безперервної частини імпульсної системи на вихідну напругу перетворювача. Показано, що передатна функція зведеної безперервної частини багатоконтурної системи або складна передатна функція

одноконтурної системи може бути подана у вигляді рівнобіжного з'єднання узагальнених елементарних ланок

Кожна з ланок формує в сигналі управління свою інформаційну складову про пульсації вихідної координати перетворювача. У силу цього кожний з окремо узятих рівнобіжних каналів характеризується своїм фактором пульсацій F_j . Для випадку комплексних полюсів характеристичного рівняння зведеної безперервної частини фактор пульсації всієї системи визначається виразом

$$F_{\Sigma}^{-1} = 1 + k \prod_{j=1}^k a_j + \prod_{j=1}^k b_j, \quad (36)$$

де k - число рівнобіжних каналів проходження пульсаційної складової вихідної

координати перетворювача; a_j - коефіцієнти при дійсній частини F_j^{-1} ;

b_j - коефіцієнти при уявній частині F_j^{-1} .

Показано, що подання системи перетворювач-навантаження у вигляді еквівалентної імпульсної моделі із подальшим застосуванням математичного апарату z - перетворення дозволяє отримати усталене значення реакції зведеної неперервної частини на періодичну імпульсну послідовність.

На першому етапі, використовуючи метод суперпозиції, записується перетворення по Лапласу ЕРС, що діють на кожному комутаційному інтервалі в межах періода дискретності перетворювача. Так, для КВ в режимі безперервного струму

$$e(p) = E_m \left[f_1 + f_2 e^{\frac{\Delta}{T} p} \right], \quad (37)$$

де $f_j(p) = \frac{\Delta \cos \Delta_j + p \sin \Delta_j}{p^2 + \Delta^2}$ - формуючі функції, Δ - зсув між формуючими функціями.

Сукупність Δ_i визначає тривалість комутаційного інтервалу на періоді дискретності КВ. Виразу (37) відповідає імпульсна модель, що показана на рис.9. Число каналів передачі складових реакції кола навантаження $H(p)$ залежить від кількості формуючих функцій.

На другому етапі записують z -перетворення вихідного сигналу імпульсної системи

$$U_H(z, \Delta) = E_m(z) \left[f_1 H(z, \Delta) + z^{-1} f_2 H(z, \Delta) \right], \quad (38)$$

де $\uparrow \Rightarrow \uparrow 1$. Квазіусталений процес в навантаженні перетворювача визначається як $U_H(z) = \lim_{N \rightarrow \infty} U_H^N(z, N)$. Застосуванням теорем диференціювання та інтегрування в області оригіналу із виразу (38) можна визначити закон зміни похідної та середнє значення U_H .

У п'ятому розділі розглядаються особливості регулювання субгармонік при вмиканні перетворювача із широтно-імпульсною модуляцією другого роду в замкнуту структуру. Отримані основні співвідношення для синтезу такої структури. Вмикання перетворювача в замкнуту систему автоматичного регулювання викликає симетруючу дію, що змінює амплітуди субгармонік. Базуючись на положеннях теорії замкнутої системи, показано, що ступінь впливу на амплітуди субгармонік залежить від величини коефіцієнта передачі системи на їхніх частотах, обумовленого передатною функцією безперервної частини системи і смугою пропускання перетворювача.

Різна форма вихідних ЕРС перетворювачів (у КВ це послідовність кусково-синусоїдних функцій, параметри яких змінюються у функції кута керування; у ШПІ це послідовність прямокутних імпульсів, тривалість яких залежить від регульованого параметра) призводить до різної реакції зведеної безперервної частини. Це викликає різні лівосторонні значення в точці зустрічі похідних від реакції безупинної частини на вихідні ЕРС перетворювачів з однаковими опорними сигналами. У результаті КВ і ШПІ характеризуються різними законами зміни фактора пульсацій.

Ідентичність імпульсних моделей КВ і ШПІ в умовах впливу несиметрії призводить до того, що ефект компенсації субгармонік у замкнутій структурі буде визначатися смугою пропускання і законами зміни фактора пульсацій. Під коефіцієнтом компенсації прийнято розуміти відношення амплітуди субгармоніки на виході перетворювача з розімкнутим зворотним зв'язком до амплітуди субгармоніки з замкнутим зворотним зв'язком, записаних у формі z -перетворення.

Показано, що ефект компенсації дії несиметрії визначається властивостями передатної функції зведеної безперервної частини системи. Для системи регулювання вихідної напруги з інтегральним регулятором коефіцієнт компенсації несиметрії управління дорівнює

$$K_{ny}(z) = \frac{1}{F} \cdot K_n F \frac{T}{T_1} \frac{1}{z-1}.$$

(39)

Як слідує з (39), ефект симетрування збільшується зі зменшенням сталої часу регулятора, що зв'язано із зростанням коефіцієнта передачі на частотах субгармонік, викликаним розширенням смуги пропускання системи регулювання. Граничне значення сталої часу T_1 обмежується умовою стійкості системи. З цього слідує, що прагнення збільшити ефект

симетрування вступає в протиріччя з якістю системи в перехідних режимах. Реалізація граничної швидкодії в контурі регулювання вихідної напруги досягається вибором сталої часу регулятора відповідно до умов процесу кінцевої тривалості

$$T_1 \approx K_{\pi} F T.$$

(41)

Наявність у виразі (41) фактора пульсацій F призводить до неоднозначності перехідних процесів від тривалості вихідних імпульсів перетворювача. Для однозначності перехідних процесів у всьому діапазоні регулювання необхідно, щоб у виразі (41)

$$K_{\pi} F \approx K_o \approx \text{const},$$

(42)

що досягається наданням системі властивостей інваріантності до зміни регульованого параметра $\rightarrow$. Виконання умови (42) здійснюється застосуванням адаптивного регулятора з параметричним зв'язком по вхідному діянню. Для інтегрального регулятора умова (42) виконується, коли

$$K_{\pi} \approx K_o / \left(1 \approx K_o \frac{T}{T_1} (1 \approx \Delta) \right).$$

(43)

Розв'язання системи, складеної з рівнянь (41) і (43), визначає зв'язок між необхідною величиною K_{π} і регульованим параметром $\rightarrow$ ШПІ у вигляді гіперболічної залежності $K_{\pi} \approx 1/\Delta$.

(44)

Зміна коефіцієнта передачі зведеної безперервної частини системи регулювання для одержання однозначності динамічних процесів вносить зміни в коефіцієнт компенсації субгармонік

$$K_{\pi y}(\Delta) \approx \frac{1}{\Delta} \approx \frac{1}{\sqrt{2(1 \approx \cos \frac{\Delta}{m})}}.$$

(45)

З врахуванням умов (44) вираз для коефіцієнта компенсації Θ -й субгармоніки перетвориться до вигляду

$$K_{\pi o}(\Delta) \approx \frac{1}{\sqrt{2(1 \approx \cos \frac{\Delta}{m})}}.$$

(46)

З (46) витікає, що компенсація субгармонік, що містяться у вхідній напрузі ШПІ, у більшій мірі, ніж для НК, залежить від фактора пульсацій. У той же час слід зазначити, що в

системі регулювання з адаптивним регулятором коефіцієнт компенсації, як це слідує з формули (47), інваріантний до регульованого параметра ШП.

Симетрування ШП у системі з аперіодичною ланкою

$$H_1(p) \approx \frac{K_o}{T_1 p + 1}. \quad (48)$$

Оптимальну величину коефіцієнта компенсації субгармонік одержують при виборі параметрів системи регулювання за умовами процесу кінцевої тривалості.

Залежність умов процесу кінцевої тривалості від регульованого параметра $\rightarrow$ визначає неоднозначність коефіцієнта компенсації у всьому діапазоні регулювання ШП. Показано, що зі збільшенням $\rightarrow$ необхідно зменшувати (при заданій величині сталої часу T_1 регулятора) величину контурного коефіцієнта передачі. Пояснюється це характером зміни фактора пульсацій (50), що із зростанням $\rightarrow$ прагне до одиниці.

Компенсація впливу несиметрії в імпульсній системі з ланцюгом зворотного зв'язку

$$G(p) \approx T_{\square} p / (T_{\square}^2 p^2 + 2T_{\square} p + 1) \quad (52)$$

багато в чому визначається її частотними властивостями. Ланка (52) характеризується великим спадом коефіцієнта передачі при зміні Δ за межами смуги пропускання Δ_u імпульсного елемента. У зв'язку з цим амплітудна частотна характеристика імпульсної системи для $\Delta < \Delta_u$ має два резонансних підйоми коефіцієнта передачі. Спектральні лінії центральних частот $\omega_i \approx 2\pi / T_{\square i}$ розташовані симетрично до середини смуги квантування імпульсного елемента $\omega_i \approx \omega_{\square i}$, $\omega_{\square} \approx \omega_u \approx \omega_{\square i}$.

З збільшенням $\Delta_{\square i}$ зсув між спектральними лініями зменшується. При $\Delta_{\square i} = \Delta_i / 2$ процес передачі інформації зазнає якісного стрибка, що проявляється в тому, що на інтервалі дискретності відбувається додавання суміжних спектральних ліній. Унаслідок цього коефіцієнт передачі імпульсної системи вдвічі більше в порівнянні з (53). Дана особливість передачі інформації в імпульсній системі може бути охарактеризована як зміна коефіцієнта передачі імпульсного елемента. При розгляді процесів у замкнутій системі регулювання необхідно враховувати, що коефіцієнт передачі на частоті $\Delta_i / 2$ буде в два рази більше, ніж на частоті $\Delta < \Delta_u / 2$, що природно накладає відбиток на характеристики замкнутої системи в цілому.

Для зіставлення ефектів компенсації субгармонік КВ і ШП прийнято, що гармонічні спектри впливів $U_{\rightarrow y}$ і $U_{\rightarrow o}$ такі ж, як і в КВ. Тоді несиметрія НК викликає генерацію у вихідний ланцюг ШП субгармонік з частотами, кратними частоті мережі, що живить КВ. Показано, що ступінь компенсації визначається величиною контурного коефіцієнта підсилення на

частоті ω і субгармоніки, що залежить від статичного коефіцієнта передачі K_n перетворювача, коефіцієнта демпфіювання Δ селективної ланки $G(p)$ і фактора пульсацій F . У силу того, що фактор пульсацій є раціональною функцією від регульованого параметра $\rightarrow$, коефіцієнт компенсації є неоднозначним у всьому діапазоні регулювання вихідної координати ШПП.

На рис.11 подані результати розрахунків коефіцієнтів компенсації несиметрії керування K_{ny} і субгармонік вхідної напруги ШПП K_{no} при $\Delta = 0,005$. Наведені графіки вказують на слабку залежність, як і для КВ, коефіцієнта компенсації НК від змін відносної тривалості $\rightarrow$ вихідного імпульсу перетворювача у всьому діапазоні регулювання. Компенсація субгармонік вхідної напруги ШПП, так само як і в КВ, носить більш складний характер. У даному випадку коефіцієнт компенсації K_{no} є раціональною функцією від фактора пульсацій, що викликає його неоднозначність у всьому діапазоні зміни регульованого параметра $\rightarrow$ перетворювача і залежності його величини від частоти субгармоніки.

Наведено результати досліджень впливу режимів роботи КВ на процес компенсації впливу несиметрії. Показано, що компенсація НМ у ШПП носить більш складний характер, ніж у КВ, що пояснюється сильною залежністю фактора пульсацій від $\rightarrow$. Дано порівняльну оцінку межі стійкості системи регулювання субгармоніки з КВ і ШПП.

У шостому розділі наведені результати аналізу і синтезу системи регулювання субгармонік і основних координат перетворювача, направлені на виявлення механізму взаємного впливу контурів регулювання; на одержання розрахункових співвідношень і розробку рекомендацій на вибір параметрів, що забезпечують одержання перехідних процесів, близьких до процесів кінцевої тривалості. Динамічні характеристики досліджувані з використанням теорії безперервних і імпульсних систем регулювання.

При інтерпретації перетворювача у вигляді неперервної ланки з коефіцієнтом передачі K_n частотні характеристики системи регулювання субгармонічних складових із ланкою (52) у ланцюзі зворотного зв'язку описуються амплітудною і фазовою характеристиками режекторного фільтра. При цьому показано, що в смузі пропускання частотного селектора при уявленнях перетворювача у вигляді амплітудно-імпульсного модулятора або у вигляді неперервної ланки частотні характеристики замкнутої системи практично збігаються з точністю до величини фактора пульсацій. За межами смуги пропускання розбіжності частотних характеристик виникають під впливом дії імпульсного елемента на спектр вихідного сигналу ланки $G(p)$. Наближення частотних характеристик імпульсної системи до неперервної залежить від співвідношення частот смуги пропускання імпульсного елемента і частоти резонансу ланки $G(p)$.

З частотних характеристик слідує, що в першому наближенні оцінка взаємного впливу контурів регулювання основної координати перетворювача і регулювання субгармонічної складової може бути зроблена з позиції відомих положень теорії безперервних систем, що

базується на методі часового поділу. Застосовність методу часового поділу обґрунтовується порівняно низькою швидкістю контура регулювання субгармонік щодо контурів регулювання основних координат перетворювача. По результатах досліджень сформульовані рекомендації по застосуванню даного методу і вибору параметрів системи регулювання.

Представлення напівпровідникового перетворювача при малих відхиленнях керуючого діяння у вигляді амплітудно-імпульсного модулятора дозволяє при визначених умовах реалізувати перехідні процеси кінцевої тривалості. Показано, що існування процесу кінцевої тривалості і фізична реалізованість його умов накладає обмеження на передатну функцію зведеної безперервної частини системи. Це обмеження полягає в тому, що процес кінцевої тривалості реалізується в системі в якій різниця порядків поліномів знаменника і чисельника передатної функції безперервної частини дорівнює одиниці. У такій системі реакція безперервної частини $W(p)$ на послідовність імпульсів містить розриви першого роду.

Встановлено, що якщо передатну функцію $W(p)$ уявити у вигляді послідовного з'єднання елементарних ланок

$$W(p) = \prod_{j=1}^n T_j(p - p_j) / \prod_{i=1}^m T_i(p - p_i). \quad (54)$$

то передатна функція зведеної безперервної частини системи, що відповідає вимогам існування процесу кінцевої тривалості і астатизму першого порядку, має вигляд

$$W_1(p) = \prod_{j=1}^n T_j(p - p_j) \prod_{q=1}^{m-n} T_q(p - p_q) / T_0 p \prod_{i=1}^m T_i(p - p_i). \quad (55)$$

На підставі виразів (54) і (55) синтезована передавальна функція коригувальної ланки (регулятора)

$$G(p) = \prod_{q=1}^{m-n} T_q(p - p_q) / T_0 p. \quad (56)$$

Інтегральна частина передавальної функції $G(p)$ забезпечує одержання нульової похибки регулювання в статичному режимі. Диференціальна частина $G(p)$ дозволяє встановити різницю порядків поліномів знаменника і чисельника $W_1(p)$, що дорівнює одиниці, без взаємної компенсації нулів і полюсів.

Вираз (56) дозволяє синтезувати передавальну функцію регулятора по заданій передавальній функції об'єкта регулювання для одержання граничної швидкодії замкнутої системи і надання їй властивостей астатизму. За допомогою запропонованого методу параметричного формування процесу кінцевої тривалості виконано синтез регулятора системи регулювання напруги перетворювача з LC- фільтром. Отримано перехідні процеси, що підтверджують існування процесу кінцевої тривалості.

Запропонований метод формування перехідного процесу кінцевої тривалості дозволяє синтезувати систему регулювання перетворювача, інваріантну до контурів регулювання субгармонік. У такій системі реалізовано повний поділ процесів у контурах регулювання субгармонік і основних координат перетворювача.

Розглянуто перетворювач, у ланцюзі зворотного зв'язку якого міститься частотна селективна ланка $G(p)$ з передавальною функцією (52) і ланка з регульованим коефіцієнтом передачі K_o . З виразу (55) випливає, що для виключення впливу контуру регулювання субгармоніки регулятор $G_p(p)$ зовнішнього контуру повинний містити ланки які компенсують спотворення частотних характеристик перетворювача. Передавальна функція зведеної безперервної частини імпульсної системи, що відповідає умові інваріантності, має вигляд

$$W(p) = \prod_{j=1}^2 (p - p_j) \prod_{q=1}^2 (p - p_q) / \prod_{l=1}^2 (p - p_l) \prod_{l=1}^2 (p - p_l),$$

(57)

де p_j і p_l - нулі і полюси передавальної функції зведеної безперервної частини контуру регулювання субгармонік; p_q і p_l - нулі і полюси коригувальної ланки.

На підставі виразу (56) одержуємо, що поряд із ланками, які забезпечують необхідні статичні і динамічні характеристики системи регулювання вихідного параметра перетворювача, регулятор $G_p(p)$ при $K_n K_o = 1$ повинний містити ланку з передавальною функцією

Для одержання абсолютної інваріантності прямого каналу передачі інформації до контуру регулювання субгармоніки необхідно введення в систему параметричних зв'язків за фактором пульсацій і коефіцієнтом K_o .

Структурна схема синтезованої системи наведена на рис.12. Ця структура покладена в основу побудови ряду стабілізованих систем живлення постійного струму.

У сьомому розділі, базуючись на теорії і принципах комбінованого автоматичного регулювання, системам регулювання субгармонік додані властивості інваріантності до внутрішніх і зовнішніх збурень. Синтезовано оптимальні по швидкодії структури. Досліджені умови стійкості і шляхи підвищення динамічних характеристик системи регулювання субгармонік.

Досліджено динамічні характеристики системи, яка для одержання інваріантності амплітуди субгармоніки до змін несиметрії і режимів роботи перетворювача містить контур автоматичного регулювання підсилення (АРП). Дослідження виконані з використанням імпульсної моделі системи регулювання наведеної на рис.13. У основу одержання даної моделі покладені властивості

параметрично регульованої ланки (19) і допущення про те, що пульсаційна складова перетворювача діє тільки по основному ланцюгу зворотного зв'язку. Це припущення базується на значно більш сильній фільтруючій дії контура АРП. Модель характеризується двома каналами передачі інформації про прирости вхідних сигналів із коефіцієнтами $K1$ і $K2$.

Елемент виділення модуля, що перетворює синусоїдний вихідний сигнал ланки $G(p)$ в однополярний, має коефіцієнт передачі $K3=2/\Delta$. Передатні функції регулятора і фільтра позначені як $H1(p)$ і $H2(p)$. Встановлено, що інваріантність амплітуди субгармоніки на виході перетворювача досягається при застосуванні в якості регулятора інтегральної ланки з сталою часу T_1 , а в якості фільтра - аперіодичної ланки першого порядку з сталою часу T_2 .

Обмеження на вибір параметрів системи регулювання накладає умова стійкості

З (59) витікає, що положення межі стійкості є раціональною функцією параметрів системи. У процесі регулювання коефіцієнти $K1$ і $K2$ змінюються в діапазоні від нуля до одиниці. Положення межі стійкості слабо залежить від зміни величини $K1$. Збільшення $K1$ підвищує дію диференціючої частини системи, що викликає незначне розширення зони стійкості. Мало позначається на зсуві межа стійкості і зміна коефіцієнта Δ ланки $G(p)$. Пов'язано це з його слабкою дією на частотну характеристику ланки $G(p)$ на основній частоті перетворювача. Значно більший вплив на стійкість системи мають коефіцієнт $K2$ і фактор пульсацій F . Ці параметри в основному і накладають обмеження на сталу часу регулятора. На рис.14 а,б показані межі стійкості системи регулювання субгармонік КВ і ШП, отриманих для $T2=0,0025$ с. З графіків випливає, що в ШП зміна регульованого параметра значно більше впливає на межу стійкості. Це пояснюється особливостями дії пульсаційної складової вихідної напруги на фактор пульсацій.

Структурна схема одного з каналів системи регулювання субгармоніки шляхом обчислення коефіцієнтів Фур'є зображена на рис.15. Інтервал дискретності ДФ, визначуваний частотою регульованої субгармоніки, значно більше інтервалу дискретності перетворювача. Це дозволяє подати перетворювач у вигляді безперервної ланки з коефіцієнтом передачі K_n . Вхідний і вихідний перемножувачі подані у вигляді лінеаризованих моделей із коефіцієнтами передачі $K1$ і $K2$. Дискретний фільтр з усередненням вхідного сигналу на інтервалі дискретності поданий у вигляді локальної замкнутої структури, що містить фіксатор нульового порядку і

інтегруючи ланку із сталою часу, рівною інтервалу дискретності.

Показано, що динамічні характеристики системи визначаються динамічними властивостями дискретного фільтра і регулятора $G_p(p)$. Застосування ДФ середнього значення, що реалізує процес кінцевої тривалості, дозволяє при відповідному виборі передавальної функції регулятора $G_p(p)$ реалізувати граничну швидкодію у всій системі.

Відповідно до (55) зведена безперервна частина системи, що відповідає вимогам існування процесу кінцевої тривалості й астатизму першого порядку, має вигляд $W(p) = T_q(p - p_q) / T_o(p - p_f)$. Тоді згідно з (56) передавальна функція регулятора $G(p) = (T_1 p - 1) / T_o p$.

Отримано умови процесу кінцевої тривалості $T_o = T_{\infty}$, $T_1 = T_o/2$ і умови стійкості системи $(T_1/T_o) < 1$, $(T_{\infty}/T_o) < 2(1 + T_1/T_o)$. Показано, що при настроюванні на процеси кінцевої тривалості система має дворазовий запас по сталій часу T_1 і триразовий по T_o . При виборі параметрів регулятора відповідно до умов процесу кінцевої тривалості реакція системи на східчастий вхідний вплив змінюється за законом

$$U_k(z) = (z^2 - 1) / 2(z - 1)^2.$$

(60)

З (60) слідує, що введення в систему ПІ- регулятора забезпечує граничну швидкодію в системі регулювання Θ -ї субгармоніки при нульовій помилці щодо U_{Θ} у сталому режимі і з достатнім запасом стійкості.

Показано, що введенням компенсуючих зв'язків досягається інваріантність частотної характеристики перетворювача до контура регулювання субгармоніки. Структурна схема такої системи показана на рис.16. У даній структурі від вихідного сигналу датчика напруги $ДН$, пропорційного e_{TB} , у складі якого присутні гармоніки вхідного діяння U_y і НГ від різних видів несиметрії, віднімається сигнал із гармоніками вхідного діяння U_y . У результаті цього розмикається зворотний зв'язок по частоті вхідного впливу U_y , що виключає спотворення частотної характеристики на частоті регульованої субгармоніки. Коригувальний сигнал одержують підсумовуванням сигналу помилки $\Theta(t)$ і вихідного сигналу U_k селективної ланки $G(p)$.

Зв'язок між U_y і e_{TB} одержимо, замінюючи елементи структурної схеми їхніми передавальними коефіцієнтами на резонансній частоті селективної ланки.

З якого слідує, що при виконанні умови $K_5 = K_2 K_3$, коефіцієнт передачі перетворювача стає інваріантним до коефіцієнта компенсації субгармоніки.

Інваріантність процесу регулювання субгармоніки до змін частоти живильної мережі досягається включенням генератора ортогональних функцій у систему фазового

підстроювання частоти, що синхронізується мережею або параметричним регулюванням резонансної частоти частотного селектора (ЧС). Регулювання частотного селектора виконується перетворювачем частота-напруга (ПЧН). Сполучення регулювальних характеристик ПЧН і ЧС відбувається при виконанні умови $K_{\text{чс}}=1/K_{\text{пчн}}$, де $K_{\text{чс}}$ і $K_{\text{пчн}}$ - коефіцієнти перестроювання ЧС і ПЧН. Синтезовано структурну схему ПЧН, що реалізує граничну швидкодію (половина періоду живильної мережі) і високу лінійність регулювальної характеристики. Показано, що включення ДФ в САР фазрегулюючої ланки поліпшує динамічні та статичні характеристики.

У додатках наведені результати моделювання замкнутої системи регулювання субгармонік та документи, що підтверджують практичне використання результатів дисертаційної роботи.

ВИСНОВКИ

Основна мета дисертаційної роботи полягала в створенні теоретичних основ спеціальних систем автоматичного регулювання субгармонік перетворювача.

У роботі розкритий механізм генерації неканонічних гармонік у вхідному і вихідному колах перетворювача. Базуючись на результатах аналізу процесу генерації неканонічних гармонік, розкритий механізм регулювання субгармонік для зменшення їхніх амплітуд.

Доведено, що динамічні властивості перетворювача при впливі несиметрії характеризуються додатковими каналами передачі інформації про відхилення, що призводить до ускладнення імпульсних моделей.

Розроблено теорію замкнутої структури регулювання субгармоніки перетворювача із широтно-імпульсною модуляцією другого роду для малих відхилень керуючого діяння. Показано, що статичні і динамічні характеристики замкнутої системи регулювання субгармонік визначаються дискретними властивостями перетворювача і властивостями приведеної безперервної частини.

Показано, що інваріантність амплітуди субгармоніки до відхилень внутрішніх і зовнішніх збурень досягається застосуванням комбінованих систем регулювання, що включають у себе параметричне регулювання і регулювання по відхиленню.

Показано, що застосування розроблених комбінованих структур і принципів вибору їхніх параметрів дозволяє одержати інваріантність контурів регулювання субгармонік до контурів регулювання основних координат перетворювача.

Результати роботи використані при розробці і впровадженні в серійне виробництво потужних стабілізованих систем живлення на базі керованих напівпровідникових перетворювачів, а також у навчальному процесі Харківської державної академії залізничного транспорту.

Подальше використання результатів роботи рекомендовано на підприємствах України, що займаються розробкою і виробництвом напівпровідникових перетворювачів електричної енергії, таких як НВО ХЕМЗ м. Харків і НВО "Перетворювач" м. Запоріжжя.

ПУБЛІКАЦІЇ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Щербак Я.В. Замкнутые системы компенсации неканонических гармоник полупроводниковых преобразователей. - Харьков: ХФИ "Транспорт Украины".- 1999.-255с.
2. Щербак Я.В. Влияние тиристорного преобразователя на питающую сеть при несимметрии управления // Технічна електродинаміка.-Київ, 1998.- Спеціальний випуск 2,Т.1.-С.40-45.
3. Щербак Я.В. Исследование неканонических гармоник тиристорного преобразователя на комплексной плоскости // Технічна електродинаміка.-Київ, 1998.-№5.- С.17-21.
4. Щербак Я.В. Импульсная модель управляемого выпрямителя в условиях несимметрии // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті.- 1998.-№5.-С.29-34.
5. Щербак Я.В. Широтно-импульсный преобразователь с широтно-импульсной модуляцией второго рода в условиях несимметрии // Технічна електродинаміка.- Київ,1999.-№1.- С.31-35.
6. Щербак Я.В. Динамические характеристики широтно- импульсного преобразователя при воздействии несимметрии в режиме прерывистого тока // Вестник ХГПУ.- Харьков: ХГПУ.-1999.-Вып.64.-С.75-84.
7. Щербак Я.В. Анализ электромагнитных процессов ШИП применением эквивалентных импульсных моделей // Інформаційно- керуючі системи на залізничному транспорті.- 2000.-№6.-С.89-95.
8. Щербак Я.В. Фактор пульсаций многоконтурных дискретных систем автоматического регулирования // Технічна електродинаміка.-Київ, 1998.-№4.-С.41-43.
9. Щербак Я.В., Страхов Н.Н., Домнин И.Ф. Анализ динамических характеристик источника питания с параллельным каналом // Вестник ХПИ–Харьков:ХГУ ИО “Вища школа”-1988.-Вып.13, №255.-С.47-49.
10. Щербак Я.В. Частотные характеристики импульсной системы с селективной непрерывной частью// Вестник ХГПУ.-Харьков:ХГПУ.-2000.- Вып.106.-С.43-47.
11. Щербак Я.В. Компенсація низькочастотних неканонічних гармонік тиристорного випрямляча в замкнутій структурі // Технічна електродинаміка.-Київ,1998.-№3.-С.39-42.

12. Щербак Я.В. Компенсация субгармоник широтно-импульсного преобразователя в замкнутой структуре // Вестн. ХГПУ.-Харьков:ХГПУ.-1999.-Вып. 88.-С.14-21.
13. Щербак Я.В. Симметрирование фазных токов тиристорных преобразователей в замкнутой структуре // Межвузовский сб. науч. тр. ХИИТ.-Харьков:ХИИТ,1990.-Вып.12.-С.89-101.
14. Щербак Я.В.Методы инвариантного регулирования низкочастотных субгармоник полупроводниковых преобразователей // Технічна електродинаміка.-Київ, 1999,-Тематичний випуск.-С.28-33.
15. Щербак Я.В., Шипилло А.В. Система подавления неканонических гармоник с контуром самонастройки // Вестник ХПИ.-Харьков: ХГУ ИО “Вища школа”.-1983.-Вып.8, №206.-С.67-70.
16. Щербак Я.В. Стійкість комбінованої системи автоматичного регулювання субгармонік // Інформаційно керуючі системи на залізничному транспорті.- 1999.-№3.-С.69-73.
17. Щербак Я.В., Страхов Н.Н., Левицкая Н.Д., Белых В.В. Система подавления неканонических гармоник с разложением на ортогональные составляющие // Вестник ХПИ.-Харьков:ХГУ ИО “Вища школа”.-1985.-Вып.10, №227.-С.43-47.
18. Щербак Я.В. Аналіз впливу процесу компенсації неканонічних гармонік на частотну характеристику перетворювача // Інформаційно керуючі системи на залізничному транспорті.- 1999.-№1.-С.17-20.
19. Щербак Я.В., Страхов Н.Н., Почапский Д.Н. Анализ устройств дискретной коррекции систем автоматического регулирования // Вестник ХПИ.-Харьков:ХГУ ИО “Вища школа”.-1984.-Вып.9, №214.-С.55-59.
20. Щербак Я.В., Страхов Н.Н., Домнин И.Ф. Исследование динамических свойств фазосдвигающих устройств // Вестник ХПИ.-Харьков:ХГУ ИО “Вища школа”.-1987.-Вып.12,№247.-С.40-44.
21. Щербак Я.В. Перетворювач частота-напруга для систем компенсації неканонічних гармонік // Інформаційно керуючі системи на залізничному транспорті.- 1998.-№6.-С.57-59.
22. Щербак Я.В. Параметрическое формирование процесса конечной длительности в системах с полупроводниковыми преобразователями // Вестн. ХГПУ.-Харьков:ХГПУ.-1999.-Вып.69.-С.15-21.
23. Щербак Я.В., Собчак А.П. Процессы конечной длительности в САР полупроводникового преобразователя с LC- фильтром // Вестн. ХГПУ.-Харьков:ХГПУ.-2000.-Вып.92.- С.111-118.
24. Щербак Я.В., Собчак А.П. Статический преобразователь трамвайного вагона // Інформаційно- керуючі системи на залізничному транспорті.— 1998.- №2.— С.22-25.

25. Щербак Я.В., Собчак А.П., Влияние фактора пульсаций на двухконтурную систему регулирования широтно-импульсного преобразователя с LC-фильтром. // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті.-2000.-№1 -С.3-7.

26. Щербак Я.В., Собчак А.П., Улучшение динамических свойств САР с широтно-импульсным преобразователем // Технічна електродинаміка.-Київ, 2000.-Тематичний випуск Т.2.-С.60-64.

27. Способ подавления низкочастотных гармоник пульсаций напряжения тиристорного выпрямителя А.с.1415363 СССР, МКИ Н02 м1/14 /Я.В. Щербак, Н.Н. Страхов, И.Ф. Домнин (СССР).-№4122758/24-07; Заявлено 24.09.86.; Оpubл. 07.08.88, Бюл.№29.-4с.

28. Устройство для управления тиристорным выпрямителем А.с.1246291 СССР, МКИ Н02 м7/155 /Я.В. Щербак, В.П. Шипилло, Н.Н. Страхов (СССР).-№3805967/24-07; Заявлено 29.10.84.; Оpubл. 23.07.86, Бюл.№27.-3с.

29. Устройство для управления тиристорным выпрямителем А.с.1354361 СССР, МКИ Н02 м7/12 / Я.В. Щербак, Н.Н. Страхов, А.Е. Рефес (СССР).-№3821668/24-07; Заявлено 07.12.84.; Оpubл. 23.11.87, Бюл.№43.-5с.

30. Устройство для управления тиристорным выпрямителем А.с.1069120 СССР, МКИ Н02 р13/24 / В.П. Шипилло, Я.В. Щербак, Н.Н. Страхов и др.(СССР).-№3458590/24-07; Заявлено 25.06.82.; Оpubл. 23.01.84, Бюл.№3.-4с.

31. Устройство для управления тиристорным преобразователем А.с.1467713 СССР, МКИ Н02 м1/14 / Я.В. Щербак, И.Ф. Домнин, Е.М. Эрлих (СССР).-№4282291/24-07; Заявлено 16.06.87.; Оpubл. 23.03.89, Бюл.№11.-4с.

32. Стабилизированный источник постоянного напряжения : А.с.СССР1483436, МКИ Н05 м1/56 / Я.В. Щербак, И.Ф. Домнин, Е.М. Эрлих (СССР).-№4278401/24-07; Заявлено 16.06.87.; Оpubл. 30.05.89., Бюл.№20.-3с.

33. Фазосдвигающее устройство А.с.1285562 СССР, МКИ Н03 н11/20 / Я.В. Щербак, Н.Н. Страхов, Н.Д. Левицкая (СССР).-№3729763/24-09; заявлено 20.04.84.; Оpubл.23.01.87, Бюл.№3.-3с.

34. Щербак Я.В., Страхов Н.Н., Домнин И.Ф. Инвариантные к изменению внутренних и внешних параметров системы подавления неканонических гармоник // Труды IV Всесоюз. Конф. "Проблемы преобразовательной техники".-Ч.4.-Киев: ИЭД АН УССР.-1987.-С.249-251.

35. Щербак Я.В. Графо-аналітичний метод дослідження низькочастотних неканонічних гармонік на комплексній площині // Труды 58-ї Міжнар. конф. ХарДАЗТ.- Харків: ХарДАЗТ.- 1997.-С.18-19.

36. Щербак Я.В. Улучшение электромагнитной совместимости преобразователей электрической энергии путем компенсации неканонических гармоник// Труды МНТК "

Нетрадиционные электромеханические и электрические системы".- Алушта: ХГПУ.-1997.- С.675-678.

37. Щербак Я.В., Домнин И.Ф. Исследование специального источника электропитания // Труды НТК " Проблемы электромагнитной совместимости силовых преобразователей".-Ч.1.-Таллин.:АН ЭССР.- 1986.-С.108-109.

38. Щербак Я.В., Домнин И.Ф. Анализ динамических характеристик выпрямителя с LC-фильтром // Труды IV ВНТК " Проблемы преобразовательной техники".-Ч.4.-Киев: ИЭД АН УССР.-1987.-с.246-248.

39. Щербак Я.В. Вычисление фактора пульсаций многоконтурных систем автоматического регулирования// Труды ВНТК " Математическое моделирование в энергетике".-Ч.4.-Киев:Институт проблем моделирования в энергетике АН УССР.-1990.-с.203-204.

40. Щербак Я.В. Динамические характеристики ШИП с LC-фильтром //Труды ВНТК " Проблемы преобразовательной техники".-Ч.5.-Киев:ИЭД АН УССР.-1991.-с.154-155.

41. Щербак Я.В., Страхов Н.Н. Системы подавления низкочастотных гармоник тиристорного выпрямителя инвариантные к изменениям частоты питающей сети // Труды ВНТК " Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей".-Ч.1.- Таллин.: АН ЭССР.-1986.-С.40-41.

АНОТАЦІЇ

Щербак Я. В. Теоретичні основи і методи регулювання субгармонік напівпровідникових перетворювачів електроенергії.- Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12- напівпровідникові перетворювачі електроенергії.- Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", Харків, 2002.

Дисертація присвячена розробці теоретичних основ та методів регулювання субгармонік перетворювача, що виникають під дією різного виду несиметрій.

В роботі розкрито механізм генерації неканонічних гармонік у вхідному і вихідному колах перетворювача. Доведено, що вплив несиметрії змінює динамічні властивості перетворювача. Розроблено теорію замкнутої структури регулювання субгармоніки перетворювача із широтно-імпульсною модуляцією другого роду для малих відхилень керуючого діяння. Показано, що інваріантність амплітуди регульованої субгармоніки до внутрішніх і зовнішніх збурень досягається застосуванням комбінованих систем регулювання.

Ключові слова: перетворювач електроенергії, комплексна площина, неканонічна гармоніка, субгармоніка, імпульсна модель, система автоматичного регулювання.

Scherbak Ya. V. Theoretical basis and methods of regulation of subharmonics of semiconductor converters of electric energy. - Manuscript.

Thesis for a doctor of science degree by speciality 05.09.12- semiconductor converters of electric energy. - National technical University “Kharkov polytechnical institute”, Kharkov, 2002.

The dissertation is devoted to development of theoretical basis and methods of regulation of subharmonics of the converter, which arise from various kinds of asymmetry.

In the work the mechanism of generation of non-canonical harmonics in input and output circuits of the converter is shown. It is proved, that impact of asymmetry changes dynamic properties of the converter. Theory of closed-loop structure of regulation of subharmonics of PWM-2 converters for small deviations of control signal is developed. It is shown, that independence of amplitude of subharmonics from deviations of internal and external impacts is reached with application of combined regulation systems.

Key words: electric energy converter, complex plane, non-canonical harmonic, subharmonic, impulse model, automatic regulation system .

Щербак Я. В. Теоретические основы и методы регулирования субгармоник полупроводниковых преобразователей электроэнергии. - Рукопись.

Диссертация на получение научной степени доктора технических наук по специальности 05.09.12- полупроводниковые преобразователи электроэнергии.

- Национальный технический университет “Харьковский политехнический институт”, Харьков, 2002.

Диссертация посвящена разработке теоретических основ и методов регулирования субгармоник преобразователя, которые возникают под действием разного вида несимметрий.

В работе раскрыт механизм генерации неканонических гармоник во входной и выходной цепях преобразователей с широтно-импульсной модуляцией второго рода для малых отклонений управляющего воздействия. Показано влияние на генерацию неканонических гармоник режимов работы преобразователя. Доказано, что воздействие несимметрии изменяет динамические свойства преобразователя. Полученные импульсные модели позволяют выполнять анализ и синтез систем автоматического регулирования управляемого выпрямителя и широтно-импульсного преобразователя, работающих в условиях несимметрий управления и питающих напряжений. Разработана теория замкнутой структуры регулирования субгармоники преобразователей с широтно-импульсной модуляцией второго рода для малых отклонений управляющего воздействия. Установлено, что компенсация воздействия несимметрии на

широотно-импульсный преобразователь носит более сложный характер по сравнению с управляемым выпрямителем. Получены аналитические зависимости, характеризующие компенсацию субгармоник для разных режимов работы преобразователей. Показано, что инвариантность амплитуды субгармоники к отклонениям внутренних и внешних воздействий достигается применением комбинированных систем регулирования.

Ключевые слова: преобразователь электроэнергии, комплексная плоскость, неканоническая гармоника, субгармоника, импульсная модель, система автоматического регулирования.