

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Обрубов Андрій Валерійович



УДК 621.314

**МЕТОДИ ТА МОДЕЛІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ
ПРОЦЕСІВ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ
ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Реферат дисертації
на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Київ – 2023

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова Міністерства освіти і науки України

Науковий консультант: доктор технічних наук, професор
Павлов Геннадій Вікторович,
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, проректор з наукової роботи

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Вербицький Євген Володимирович,
Національний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», завідувач кафедри електронних пристроїв та систем;
доктор технічних наук, професор
Юрченко Олег Миколайович,
Інститут електродинаміки НАН України, завідувач відділу транзисторних перетворювачів №15;
доктор технічних наук, професор
Яськів Володимир Іванович,
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, професор кафедри радіотехнічних систем.

Захист відбудеться «24» січня 2024 р. о «14-30» годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.19 в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»: 03056, м. Київ, пр-т Берестейський, 37, корп. 1, ауд. 05.

Захист транслюватиметься на КПМедіа – офіційному youtube-каналі КПІ ім. Ігоря Сікорського:

<https://www.youtube.com/playlist?list=PLj5NByUcaAvYN-FHLzm-nKnhvxYISr7V0>

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

Реферат розіслано «16» грудня 2023 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради
Д 26.002.19



В. Б. Швайченко

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Сьогодні відомі світові виробники електроніки розробляють нові схемотехнічні рішення резонансних перетворювачів і мікросхеми управління ними, вдосконалюють комплектуючі і поліпшують їх масогабаритні характеристики й надійність. Пріоритетним напрямком теоретичних досліджень резонансних перетворювачів є створення математичних моделей, що дають змогу аналізувати електромагнітні процеси з використанням сучасних програмних засобів. З іншого боку, проектування систем автоматики, до складу яких входять резонансні перетворювачі, вимагає визначення поведінки резонансних перетворювачів як керованих об'єктів. Оскільки резонансні перетворювачі є більш складними системами в порівнянні з широтно-імпульсними та іншими типами нерезонансних перетворювачів, для їх дослідження та проектування потрібно враховувати порівняно більше параметрів та алгоритмів комутації силових вентилів. Складний характер процесів в контурах резонансних перетворювачів вимагає вдосконалення та суміщення існуючих методів аналізу процесів перетворювачів електроенергії, або розробки нових методів, орієнтованих на резонансні схеми. Існуючі методи аналізу та математичні моделі резонансних перетворювачів застосовуються переважно для аналізу електромагнітних процесів окремих силових схем і алгоритмів комутації силових вентилів. Недостатньо уваги в розглянутих публікаціях приділено узагальненню математичних моделей резонансних перетворювачів і врахуванню в математичних моделях різних алгоритмів комутації. В той же час для оцінки поведінки резонансних перетворювачів як передатних ланок доцільним є використання узагальнених лінеаризованих математичних та динамічних моделей. Викликані узагальненнями відхилення теоретичних результатів від істинних значень можуть бути уточнені експериментально-аналітичними методами досліджень. Отже подальший розвиток теорії резонансних перетворювачів шляхом розвитку узагальнених методів розрахунку процесів резонансних перетворювачів і створення математичних моделей, які дадуть змогу розраховувати їхні статичні та динамічні характеристики, є складною і актуальною науково-прикладною проблемою.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження по темі дисертаційної роботи виконано на кафедрі комп'ютеризованих систем управління та на кафедрі суднових електроенергетичних систем Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова в рамках виконання 9 госпдоговірних робіт з підприємствами України та науково-дослідних робіт, які фінансовано Міністерством освіти і науки України:

- НДР 1525, 2004-2007 рр., “Резонансні перетворювачі постійної напруги для живлення суднових систем автоматики та спеціальних систем” (№ДР 0104U003097, обл. №0207U002638);

- НДР 1628, 2007-2008 рр., “Напівпровідникові перетворювачі електроенергії з резонансними контурами для суднових електроустановок і систем автоматики” (№ДР 0107U000716, обл. №0209U002368);
- НДР 1713, 2009-2010 рр., “Суднові резонансні та квазірезонансні перетворювачі постійної напруги з фазовим та широтно-частотним регулюванням” (№ДР 0109U002219, обл. №0211U000585, інв. №0711 001616);
- НДР 1816, 2011-2012 рр., “Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів для суднових систем автоматики та спеціальних систем” (№ДР 0111U002316, обл. №0213U000325, інв. №0713 001322);
- НДР 1895, 2013-2014 рр., “Розробка суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності” (№ДР 0113U000242, обл. №0215U007234, інв. №0715 005229);
- НДР 1993, 2015-2016 рр., “Розробка енергоефективних суднових автоматизованих систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення якості електроенергії та поліпшення електромагнітної сумісності” (№ДР 0115U000304, обл. №0217U000573, інв. №0717 001575);
- НДР 2084, 2017-2018 рр., “Розробка енергоефективних суднових систем автоматизації процесів генерування й перетворення електроенергії та їх моделей для покращення якості електроенергії та електромагнітної сумісності” (№ДР 0117U000346, обл. №0219U003422, інв. №0719 003454);
- НДР 2192, 2019- 2020 рр., “Розробка засобів покращення ефективності, якості електроенергії та електромагнітної сумісності в суднових електроенергетичних системах з напівпровідниковими перетворювачами електроенергії” (№ДР 0119U002104, обл. №0221U104219, інв. №0711 001616);
- НДР 2270, 2021-2022 рр., “Розробка засобів суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності” (№ДР 0121U112133).

Автор був відповідальним виконавцем вказаних держбюджетних науково-дослідних робіт і приймав безпосередню участь у їх виконанні. При виконанні науково-дослідних робіт автор розвинув експериментально-аналітичний метод дослідження характеристик резонансних перетворювачів, розробив розрахункові математичні моделі, дискретно-неперервний метод та метод суперпозиції для визначення статичних і динамічних характеристик резонансних перетворювачів. Брав участь у експериментальних роботах з виготовлення дослідних зразків перетворювачів, що були впроваджені у виробництво.

Мета і завдання досліджень: Метою дисертаційної роботи є розвиток теорії високочастотних перетворювачів параметрів електроенергії з резонансними контурами для підвищення ефективності аналізу електромагнітних процесів в їх силових схемах та поліпшення динамічних параметрів систем живлення з використанням резонансних перетворювачів як керованих об’єктів.

Для досягнення поставленої мети вирішено наступні задачі:

1. Огляд існуючих методів розрахунків параметрів електромагнітних процесів перетворювачів електроенергії та визначення можливостей аналізу процесів резонансних перетворювачів з врахуванням їх особливостей. Обґрунтування доцільності розвитку теорії резонансних перетворювачів.

2. Вдосконалення методу суперпозиції для аналізу та розрахунків параметрів електромагнітних процесів резонансних перетворювачів з врахуванням різної кількості джерел електроенергії і різних алгоритмів комутації вентилів.

3. Розробка лінеаризованої математичної моделі резонансного перетворювача для розрахунків параметрів стаціонарних режимів роботи і динамічних характеристик методом суперпозиції.

4. Розробка з використанням запропонованого методу суперпозиції динамічних моделей для визначення передатних функцій резонансних перетворювачів як об'єктів керування.

5. Комбінування методів суперпозиції і припасування розв'язків для подолання обмежень щодо аналізу процесів силової схеми і для розрахунків статичних і динамічних характеристик резонансних перетворювачів.

6. Визначення характеристик резонансних перетворювачів вдосконаленим експериментально-аналітичним методом для врахування теоретично не врахованих нелінійностей, визначення динамічних моделей і уточнення лінійних математичних моделей.

7. Експериментальна перевірка визначених статичних і динамічних характеристик резонансних перетворювачів з використанням розроблених методів та моделей, їх числові розрахунки та комп'ютерне моделювання.

Об'єктом дослідження є електромагнітні процеси у високочастотних напівпровідникових перетворювачах параметрів електроенергії з резонансними контурами.

Предметом дослідження є методи аналізу, математичні моделі та методики розрахунку електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах з резонансними контурами.

Методи досліджень. При вирішенні поставлених в дисертаційній роботі завдань використано теоретичні методи розрахунку лінійних електричних кіл при складенні диференційних рівнянь схем заміщення резонансного перетворювача, а саме теорія диференційних рівнянь при складенні рівнянь для підсхем резонансного перетворювача за класичним методом розрахунку перехідних процесів, методи неперервного і дискретного перетворення Лапласа для розв'язань диференційних рівнянь і для виводу передатних функцій, метод простору станів для створення систем диференційних рівнянь в компактних формах математичних виразів і для символічних розрахунків в пакеті Matlab, запропонований метод суперпозиції для створення математичної моделі резонансного перетворювача, визначення розрахункових виразів сталого режиму і виразів узгодження фаз еквівалентних генераторів схеми заміщення, вдосконалений експериментально-аналітичний метод для уточнення нелінійностей силової схеми і для визначення уточнених передатних функцій резонансного перетворювача, метод структурних схем для створення

структурних імітаційних моделей резонансного перетворювача, графоаналітичний метод для побудови і досліджень статичних характеристик резонансних перетворювачів при різних способах регулювання, метод припасування розв'язків для визначення рівнянь стаціонарних струмів контуру, структурне та схемне імітаційне моделювання перетворювачів в пакетах Matlab-Simulink, T-CAD і Electronics Workbench для експериментальної перевірки результатів теоретичних досліджень на проміжних етапах роботи, методи символьного та числового аналізу на комп'ютері з використанням спеціалізованих програмних пакетів MathCAD і Matlab для алгебраїчних перетворень виразів, для обробки результатів досліджень, для розрахунків характеристик і для побудови графіків.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Вдосконалено метод суперпозиції для розрахунку електромагнітних процесів резонансних перетворювачів, який відрізняється новим підходом до визначення складових процесів на основі монотонних ступінчастих функцій і створення математичної моделі резонансного перетворювача, що враховує різні алгоритми комутації вентилів.

2. Вперше запропоновано нові дискретні динамічні моделі резонансного перетворювача, які відрізняються від відомих визначенням імпульсних функцій еквівалентної дискретної системи із перехідних функцій пасивної частини силової схеми і за допомогою яких отримано передатні функції резонансних перетворювачів як об'єктів керування.

3. Отримав подальший розвиток експериментально-аналітичний метод дослідження і визначення параметрів динамічної моделі резонансного перетворювача в частині суміщення в початковій експериментальній моделі передатних ланок на основі аналітичних виразів і структурних моделей підсхем на основі причинно-наслідкових зв'язків, що дало можливість врахування нелінійності елементів силової схеми.

4. Розроблено комбінований метод аналізу процесів резонансного перетворювача на основі суміщення принципів суперпозиції і припасування, з використанням якого шляхом побудови функцій квазіусталеного струму контуру отримано розрахункові вирази статичних характеристик для різних алгоритмів комутації і робочих областей регулюючих величин.

5. З використанням запропонованих методів та моделей визначено нові важливі залежності між регулюючими величинами, параметрами силових схем і вихідними величинами, які дали можливість узгодити фази еквівалентних генераторів з фазою коливань струму резонансного контуру і встановити умови подібності розрахованих процесів процесам реального резонансного перетворювача, а також побудувати сімейства його статичних та динамічних характеристик.

Практичне значення отриманих результатів. Використання вдосконаленого методу суперпозиції в порівнянні с класичним методом розрахунку як мінімум наполовину скоротило час для розрахунків процесів

резонансних перетворювачів з врахуванням різної кількості джерел енергії та алгоритмів комутації вентилів. Представлення ЕРС еквівалентних джерел схеми заміщення резонансного перетворювача суперпозицією монотонних ступінчастих складових значно спростило побудову формул для розрахунків параметрів стаціонарних режимів. Врахування різних алгоритмів комутації вентилів в динамічних моделях досягнуто завдяки визначенню елементарних вхідних імпульсів і перехідних функцій багатополосників схем заміщення резонансних перетворювачів.

Новий підхід до розрахунку сталих значень перехідних процесів дав можливість визначити робочі області на полі вихідних параметрів резонансного перетворювача в залежності від параметрів елементів його силової схеми.

Вдосконалений експериментально-аналітичний метод дослідження моделей резонансного перетворювача використано для уточнення структур і параметрів динамічних моделей перетворювача з врахуванням нелінійностей характеристик елементів і для визначення коефіцієнтів налаштування регулятора системи керування.

Запропоновані математичні моделі типових підсхем резонансних перетворювачів, за допомогою яких створено ряд імітаційних моделей резонансних перетворювачів для експериментальних досліджень, можуть бути використаними в дослідницькій практиці та в навчанні для визначення динамічних моделей резонансних перетворювачів в цілому.

С застосуванням запропонованих математичних моделей було створено адаптивний цифровий регулятор резонансного перетворювача, з яким підвищено в 1,5 разів швидкість регулювання вихідних величин і збільшеними запасами стійкості по фазі в порівнянні з резонансним перетворювачем під керуванням автоматичного регулятора зі сталими параметрами.

Автоматичний регулятор має набір функцій приналежності, які забезпечують швидку реакцію на великі відхилення і повільнішу реакцію на малі відхилення для збереження стійкості регулювання в малому. Це є корисним при роботі з об'єктами керування з великою коливальністю, подібними до резонансних перетворювачів.

На основі запропонованих методів та моделей розроблено і впроваджено ряд високоефективних зразків резонансних перетворювачів. Зокрема, високовольтне джерело живлення для електростатичних технологій нанесення порошкових покриттів на основі резонансного перетворювача (ТОВ «Осціллон», м. Миколаїв); джерело живлення для стенду випробування ізоляції на основі резонансного перетворювача (ТОВ «Інтер-Електро», м. Київ); система управління резонансним перетворювачем з нелінійним цифровим регулятором (ТОВ «Елемент-Перетворювач», м. Запоріжжя). Матеріали дисертації впроваджено в навчальний процес НУК ім. адм. Макарова. Також результати дисертаційних досліджень використано при виконанні 9 держбюджетних науково-дослідних робіт НУК ім. адмірала Макарова.

Особистий внесок здобувача. Всі основні результати роботи, які виносяться на захист, отримані здобувачем самостійно. У роботі автором особисто виконано наступне: викладено обґрунтування теми досліджень;

проведено аналіз процесів резонансних перетворювачів; вдосконалено метод суперпозиції для побудови математичних моделей резонансних перетворювачів; побудовано математичну модель резонансного перетворювача; побудовано динамічні моделі резонансного перетворювача; розвинуто експериментально-аналітичний метод стосовно дослідження динаміки резонансних перетворювачів; визначено нові закономірності, що дозволяють розрахувати характеристики резонансних перетворювачів; розраховано статичні та динамічні характеристики; виконано імітаційне моделювання силових схем резонансних перетворювачів, проведено натурні експерименти з лабораторними зразками резонансних перетворювачів. Внесок здобувача в роботи, які було опубліковано в співавторстві, конкретизовано в списку публікації здобувача по темі дисертації.

Апробація результатів дисертації. Основні наукові теоретичні та практичні результати дисертаційних досліджень повідомлено та обговорено на 15 міжнародних науково-технічних конференціях: Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю «Проблеми автоматики та електрообладнання транспортних засобів» (ПАЕТЗ-2007, ПАЕТЗ-2013, ПАЕТЗ-2014), Миколаїв, 2007, 2013, 2014 рр.; Всеукраїнська науково-технічна конференція студентів, аспірантів і молодих вчених з міжнародною участю «Інформаційно-керуючі системи і комплекси ІКСК-2008», Миколаїв, 2008; Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв, 2010, 2014, 2015, 2021, 2022, 2023 рр.; Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю "Автоматика та електротехніка-2014", Миколаїв, 2014; Міжнародна науково-технічна конференція 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 2016; Міжнародна науково-технічна конференція «2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)», Київ, 2021; Міжнародна науково-технічна конференція «2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology», Київ, 2022; Всеукраїнська науково-технічна конференція з міжнародною участю «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» СПАЕ-2023, Миколаїв, 2023.

Публікації. Результати дисертації опубліковано у 63 наукових роботах, у тому числі: 2 монографіях, 2 навчальних посібниках з грифом МОН України, 34 статтях у наукових фахових виданнях України, 9 патентах України на корисні моделі, 16 у матеріалах наукових конференцій, серед яких 7 робіт включено до міжнародної наукометричної бази Scopus і в т. ч. 3 видання включено до міжнародної наукометричної бази Web of Science.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається з анотації двома мовами, вступу, 7 розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Повний обсяг дисертації становить 405 сторінок, у тому числі: 335 сторінок основного тексту, 253 найменування використаних джерел на 27 сторінках, 3 додатків на 6 сторінках. Основний текст дисертації містить 135 ілюстрацій та 17 таблиць.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми роботи, сформульовано мету і завдання наукового дослідження, наведено зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, вказано об'єкт та предмет дослідження, перелічено методи досліджень. Викладено наукову новизну і практичне значення отриманих результатів, зазначено особистий внесок здобувача, відомості про апробацію результатів роботи, публікації за темою досліджень, структуру та обсяг дисертації.

У **першому розділі** наведено постановку проблеми дослідження, зроблено огляд методів, прийнятних для аналізу процесів резонансних перетворювачів (РП), окремо розглянуто особливості кожного і обґрунтовано доцільність використання в дослідженнях методів суперпозиції і припасування розв'язків, на основі дуальності методів показана можливість їх суміщення.

Проблема досліджень полягає в потребі суттєво змінювати існуючу або створювати нову математичну модель при зміні алгоритму комутації вентилів для дослідження електромагнітних процесів перетворювача. Дослідження ускладнено декількома математичними моделями РП для різних режимів роботи, що ж причиною розбіжності числових результатів досліджень внаслідок певних припущень. Одним зі способів вирішення поставленої проблеми є використання експериментально-аналітичних методів, оскільки комп'ютерне моделювання може давати достатньо точні результати чисельних розрахунків. Але встановлення загальних закономірностей потребуватиме багато часу на експерименти і обробку їх результатів. Тому і постала необхідність створення узагальненого методу аналізу процесів РП для різних алгоритмів комутації, який спростить дослідження характеристик РП.

Огляд відкритих публікації показав нерозповсюдженість відомостей щодо загальних підходів до розрахунку процесів РП, а також методів досліджень, які можуть охоплювати декілька алгоритмів комутації вентилів. В той же час методи розрахунків на основі принципу суперпозиції та припасування розв'язків використовуються в електроенергетиці та в перетворювальній техніці, що обумовлює використання даних методів для дослідження процесів РП.

При різних алгоритмах комутації доцільно використовувати принципи суперпозиції для врахування окремих елементарних складових напруг і струмів еквівалентних генераторів схеми заміщення РП. Умовами застосування методу суперпозиції є лінійність неперервної частини схеми заміщення РП, наявність безперервного енергетичного зв'язку між еквівалентними генераторами схеми заміщення і однозначна відповідність алгоритмів комутації силових вентилів послідовностям підключення незалежних джерел до резонансного контуру. Якщо вищезазначені умови не виконуються, слід використовувати і суміщати метод суперпозиції з методом припасування розв'язків. Особливістю застосування методу припасувань розв'язків є неоднозначність ходу розрахунків, який визначається умовами комутації силових ключів.

Таблиця 1. Динамічні структури та статичні характеристики РП для основних способів регулювання

Вид рег.	Динамічні структурні схеми	Статичні регульовальні характеристики
АР		
ЧР		
ШР		
РР		

В таблиці 1 вище позначено наступне: В – випрямляч, РЕ – релейний елемент, u_{sr} – регульована напруга живлення, \tilde{u}_g і \tilde{i}_b – обвідні коливань напруги інвертора і струму випрямляча, $U_q^* = U_q / U_{s_nom}$ – відносна вихідна напруга, γ_{pwm} – ширина імпульсів регулюючого ШІМ-перетворювача, ω_g^* – відносна робоча частота, γ_{PI} – ширина імпульсів резонансного інвертора, $N_{reg} = 0 \dots N_{max}$ – кількість імпульсів резонансного інвертора за деякий період регулювання. Інші позначення далі по тексті.

В першому наближенні РП можна представити у вигляді загальної лінеаризованої динамічної структури зі зворотним зв'язком для малих приростів величин на рис.2.

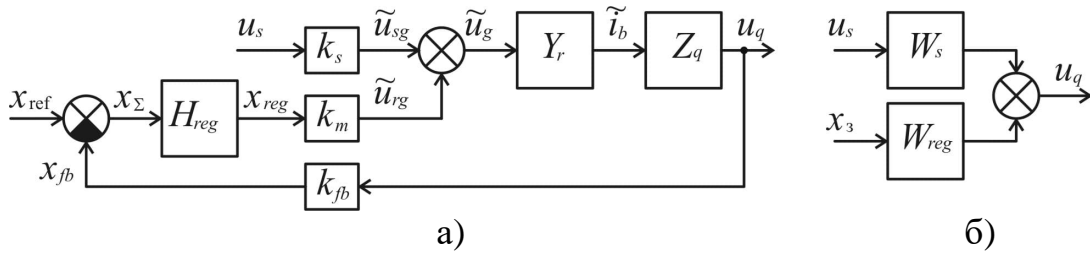


Рис.2. Динамічна структурна схема резонансного перетворювача для впливів зі сторін живлення та регулювання: а – загальна схема, б – у вигляді окремих передатних функцій

Величини з позначенням «~» є обвідними функціями для відповідних періодичних змінних величин. Вхідними величинами є напруга живлення u_s і задаючий сигнал x_{ref} . Вихідна величина – напруга навантаження u_q . Коефіцієнти визначено як нахили характеристик РП: k_s – коефіцієнт передавання напруги живлення в вихідну напругу інвертору (складова \tilde{u}_{sg}); k_m – коефіцієнт передавання сигналу регулювання в вихідну напругу інвертору (складова \tilde{u}_{rg}); k_{fb} – коефіцієнт передавання вихідної напруги в сигнал зворотного зв'язку x_{fb} . Інерційні ланки схеми заміщують резонансний ланцюг у вигляді операторної провідності Y_r , ланцюг навантаження у вигляді операторного опору Z_q і автоматичний регулятор вихідної напруги у вигляді передатної функції H_{reg} . Передатні функції схеми на рис.2 для вхідних впливів зі сторони живлення і зі сторони регулювання відповідно мають вигляд

$$W_s = \frac{u_q}{u_s} = \frac{Y_r \cdot Z_q}{1 + k_{fb} \cdot H_{reg} \cdot k_m \cdot Y_r \cdot Z_q}, \quad W_{reg} = \frac{u_q}{x_{ref}} = \frac{H_{reg} \cdot k_m \cdot Y_r \cdot Z_q}{1 + k_{fb} \cdot H_{reg} \cdot k_m \cdot Y_r \cdot Z_q}, \quad (1)$$

де $Y_r(s) = \frac{V_\omega \cdot k_i}{(s/\omega_p)^2 + s/(Q_p \cdot \omega_p) + 1}$ – передатна функція резонансного контуру по

обвідній, $V_\omega = \frac{U_{Cm}}{U_{gm}} = 2/\sqrt{1 + \theta^2 - 2\theta \cos(\beta)}$ – амплітудний коефіцієнт

передавання резонансного контуру по напрузі (залежність амплітуди коливань), U_{Cm} і U_{gm} – амплітудні значення напруги на резонансній ємності і напруги генератора, $k_i = I_{q_avg}/U_{Cm} = 2/(\rho \cdot \pi)$ – коефіцієнт передавання по струму для

синусоїдальних коливань та для діодного випрямляча, $s = o + j \cdot \omega$ – оператор Лапласа, o – коефіцієнт згасання, ω – кутова частота, $j = \sqrt{-1}$ – уявна одиниця,

ω_p і Q_p частота та добротність полюсу частотної характеристики, $\theta = e^{-\pi/(\omega_g^* \sqrt{4Q^2 - 1})}$ – загасання обвідної коливань (функції амплітуди) за

напівперіод робочої частоти, $\beta = \pi(1/\omega_g^* - 1)$ – частотний кут, $Q = \rho/R_r$ – добротність контуру, $\omega_g^* = \omega_g/\omega_1$ – відносна робоча частота, ω_g – робоча

частота, $\rho = \sqrt{L/C}$ – хвильовий опір контуру, $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4 \cdot Q^2)}$ – частота вільних коливань в контурі резонансного перетворювача (в резонансному ланцюзі), $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2}$ – резонансна частота, $Z_q = R_q / (s \cdot R_q \cdot C_q + 1) = R_q / (s \cdot \tau_3 + 1)$ – операторний опір ланцюга навантаження, з $\tau_3 = R_q \cdot C_q$, фільтруючою ємністю C_q і активним опором навантаження R_q . При ЧР крутизна залежності вихідної напруги РП представляє собою коефіцієнт в малій ділянці біля середнього значення відносної робочої частоти ω_g^* : $k_\omega = \partial V_\omega / \partial \omega_g^*$, і в розгорнутому вигляді

$$k_\omega = -Q^2 \cdot \left[1 + Q^2 \cdot \left(\omega_g^* - 1/\omega_g^* \right)^2 \right]^{-3/2} \cdot \left(\omega_g^* - 1/\omega_g^* \right) \cdot \left(1 + 1/\omega_g^{*2} \right) \quad (2)$$

залежить від робочої частоти та добротності контуру. Уточнені коефіцієнти передавання РП при ЧР і ШР визначено як частинні похідні від залежності амплітуди $k_\omega = \partial V_{\omega, \gamma} / \partial \omega_g^*$, $k_\gamma = \partial V_{\omega, \gamma} / \partial \gamma$, де залежність амплітуди коливань матиме вигляд

$$V_{\omega, \gamma} = \frac{-d \cdot (\theta - \cos(\beta)) + \sqrt{d^2 \cdot (\theta - \cos(\beta))^2 - (1 + \theta^2 - 2 \cdot \theta \cdot \cos(\beta))(d^2 - b^2)}}{1 + \theta^2 - 2 \cdot \theta \cdot \cos(\beta)}, \quad (3)$$

де $d = -2 \cdot U_q \cdot \theta_{fr} / U_s$ і $b = \theta_{ds}^2 + 1 - 2 \cdot \theta_{ds} \cos(\nu)$ – додаткові величини, $\beta = \alpha - \pi = \pi / \omega_g^* - \pi$ – частотний кут, $\nu = \pi - \alpha \cdot (1 - \gamma) = \pi - \psi_{ds}$ – широтний кут, $\theta_{fr} = e^{-\psi_{fr} / \sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}}$ і $\theta_{ds} = e^{-\psi_{ds} / \sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}}$ – коефіцієнти загасання обвідної коливань протягом нульової паузи та стадії прямого передавання енергії, $\gamma = t_p \cdot \omega_g / \pi$ – відносна ширина імпульсів інвертора. При АР РП представляє собою об'єкт з двома контурами зворотного зв'язку. Внутрішній контур регулює напругу u_{sr} і керує ШІМ-перетворювачем, вихідна напруга якого u_{sr} виражається через дві лінеаризовані передатні функції відносно напруги живлення u_s і регулюючої напруги u_{reg}

$$u_{sr} = k_{pwm} \cdot \left(\hat{\gamma}_{pwm} \cdot u_s + H_{lr} \cdot \hat{U}_s \cdot k_{am} \cdot u_{reg} \right) / \left(\tau_1 \cdot s + 1 + H_{lr} \cdot \hat{U}_s \cdot k_{pwm} \right), \quad (4)$$

де $\hat{\gamma}_{pwm}$ – фіксована ширина імпульсів, H_{lr} – передатна функція регулятора напруги ШІМ-перетворювача, \hat{U}_s – фіксована напруга живлення, k_{pwm} і τ_1 – коефіцієнт передавання і стала часу ШІМ-перетворювача, k_{am} – коефіцієнт амплітудного регулювання. Передатна функція РП при АР з авторегулюванням вихідної напруги u_q по відношенню до задаючої напруги u_{ref} матиме вигляд

$$H_{РП_АР} = \frac{u_q}{u_{ref}} = H_{pwm2} \cdot Y_r \cdot Z_q / \left(\frac{1}{k_{am} \cdot H_{reg}} + H_{pwm2} \cdot Y_r \cdot Z_q \right), \quad (5)$$

де $H_{pwm2} = \frac{u_{sr}}{u_{reg} \cdot k_{am}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{H_{lr} \cdot U_s \cdot k_{pwm}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\tau_1}{1 + H_{lr} \cdot U_s \cdot k_{pwm}}} \cdot s$ – передатна

функція ШІМ-перетворювача. Для ЧР і для ШР передатні функції РП з замкненою петлею авторегулювання напруги будуть мати вигляд

$$H_{РП_ЧР} = \frac{u_q}{u_{ref}} = (Y_r/V_\omega) \cdot Z_q / \left(\frac{1}{\hat{U}_s \cdot k_\omega \cdot H_{reg}} + (Y_r/V_\omega) \cdot Z_q \right), \quad (6)$$

$$H_{РП_ШР} = \frac{u_q}{u_{ref}} = Y_r \cdot Z_q / \left(\frac{1}{\hat{U}_s \cdot k_\gamma \cdot H_{reg}} + Y_r \cdot Z_q \right), \quad (7)$$

де \hat{U}_s – фіксована напруга живлення, k_ω і k_γ – коефіцієнти частотного і широтного регулювання. При РР релейний елемент РЕ в структурі системи управління РП має коефіцієнт передавання $k_{PE} \rightarrow \infty$. Тоді передатна функція РП для поточного середнього значення вихідної величини буде одиничною, що відповідатиме слідкуючому режиму системи авторегулювання

$$H_{РП_РР} = \frac{u_q}{u_{ref}} = \frac{Y_r \cdot Z_q}{1/(\hat{U}_s \cdot k_{PE} \cdot H_{reg}) + Y_r \cdot Z_q} = \frac{Y_r \cdot Z_q}{0 + Y_r \cdot Z_q} \approx 1. \quad (8)$$

Особливості РП при різних способах регулювання наступні. Способи АР і РР забезпечують лінійне регулювання. Але при РР мають місце найбільші пульсації регулювання на виході, а для АР потрібен додатковий ШІМ-перетворювач, що знижує ККД. ШР в чистому вигляді погіршує умови комутації в РП і застосовується відносно серій повних циклів коливань. Лінійність регулювання посередня. Спосіб ШЧР забезпечує повний діапазон регулювання 0-100%, але потребує точного узгодження регулювальної характеристики з властивостями резонансних ланцюгів РП. ФР має переваги в стійкості до нестабільності параметрів контуру і надійності системи управління, але має обмежений діапазон регулювання. ЧР має найпростіший модулятор і також обмежений діапазон регулювання. Отже для досягнення бажаних параметрів РП доцільно комбінувати вказані способи регулювання з метою використання їх переваг.

У третьому розділі розглянуто відомості про метод суперпозиції (накладання) та його розвиток, зокрема, в чому полягає існуючий метод суперпозиції і особливості запропонованого вдосконаленого методу суперпозиції, сформульовано умови застосування та концепція вдосконаленого методу суперпозиції. Наведено лінійну математичну модель РП, розглянуто особливості динамічної моделі РП, визначеної методом суперпозиції. Наведено дискретну динамічну модель РП для амплітудної модуляції на основі елементарної перехідної функції неперервної частини схеми заміщення РП, визначено базову передатну функцію РП, проведено моделювання дискретної динамічної моделі в порівнянні з моделлю резонансного осцилятора, проаналізовано природу биттів коливань осцилятора.

Запропонований вдосконалений метод суперпозиції відрізняється тим, що силова схема РП розглядається як схема заміщення на рис.3 у вигляді лінійного пасивного багатополюсника (ЛБП) із сукупністю складових процесів з еквівалентними джерелами, а в кожній складовій еквівалентне джерело розділяється на декілька власних складових зі ступінчастими монотонними функціями. Процеси в кожній складовій розраховуються за подібними формулами, а результати розрахунків комбінуються згідно з алгоритмами комутації. Таким чином можна визначити єдину математичну модель РП в для різних алгоритмів комутації вентилів.

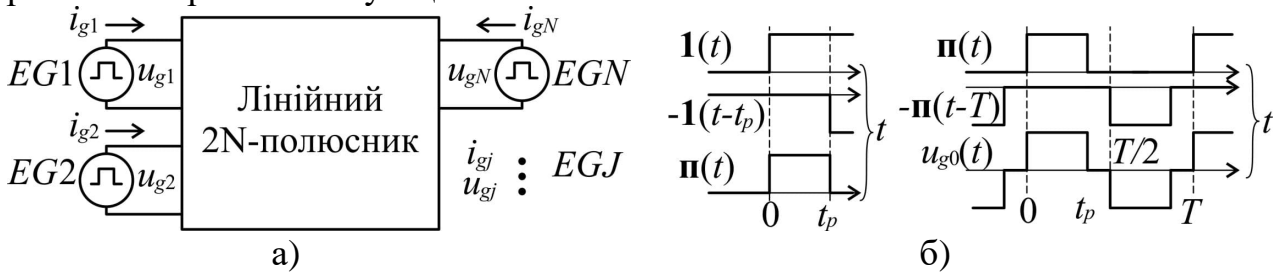


Рис.3. Концепція схеми заміщення перетворювача з лінійним пасивним багатополюсником (а), утворення імпульсної функції $u_{g0}(t)$ сумою p -подібних імпульсів (б)

Загальні умови методу суперпозиції: $y(x_1, x_2) = y(x_1) + y(x_2)$ – взаємна незалежність складових; $y(K \cdot x) = K \cdot y(x)$ – лінійність; $y(x(t - \tau)) = y(t - \tau)$ – стаціонарність, де позначено x , x_1 , x_2 , – вхідні, y – вихідна величина, t – час, K – масштабний коефіцієнт, τ – часова константа, визначають подальші припущення для аналізу процесів в РП: комутване джерело змінної напруги або змінного струму можна розкласти на простіші монотонно-ступінчасті складові; в робочому циклі існують міжкомутаційні проміжки з неперервним зв'язком між входом і виходом схеми, послідовність комутації силових ключів однозначно відповідає послідовності підключення еквівалентних джерел до резонансного контуру (послідовності фазових сполучень еквівалентних джерел).

Вимоги до схем заміщення РП, придатних до аналізу методом суперпозиції наступні:

- В схемі перетворювача можна виділити одну або декілька незмінних лінійних схем і об'єднати їх в лінійний пасивний багатополюсник на рис.3 і нелінійну частину, де нелінійні елементи представлено комутаційними елементами або комутаційними функціями.
- Вентильні елементи є ідеалізованими двонаправленими і можуть бути представлені комбінаціями ідеального вентиля і лінійних паралельного і послідовного опорів. Комутаційні процеси вважаються миттєвими.
- Струм індуктивності або (і) напруга на ємності не можуть змінюватися стрибкоподібно.

• Кожну комутовану підсхему перетворювача можна представити як комбінацію некомутованої підсхеми і еквівалентного генератору з напругою u_g і струмом i_g прямокутної форми.

• Прямокутні імпульси еквівалентних генераторів модулюються низькочастотною функцією $F(t)$ таким чином, що протягом існування кожного імпульсу його амплітуда фіксується і є постійною.

• Допускається повільна нестационарність схеми заміщення за умови

$$100 \cdot \left(\frac{1}{T} \int_0^T (y_n - y_{cm})^2 dt \right)^{1/2} / y_{cm} \leq \sigma_{2 \max}, \quad (9)$$

де $y_n(t)$ і $y_{cm}(t)$ – процеси нестабільної і стабільної схеми, T – робочий цикл перетворювача, $\sigma_{2 \max} = 1-5\%$ – критерій відхилення.

Математична модель РП для миттєвих величин представлятиме собою систему лінійних неоднорідних диференціальних рівнянь з постійними коефіцієнтами для ЛПБ на рис.3,а

$$\mathbf{A}(s) \cdot \mathbf{Y}(s) - \mathbf{D} \cdot \mathbf{Y}_0 = \mathbf{X}(s),$$

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{A}^{-1}(s) \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{A}^{-1}(s) \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{Y}_0 = \mathbf{H}(s) \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{H}(s) \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{Y}_0, \quad (10)$$

де $\mathbf{A}(s) = \begin{bmatrix} A_{11}(s) & A_{12}(s) & \vdots & A_{1N}(s) \\ A_{21}(s) & A_{22}(s) & \vdots & A_{2N}(s) \\ \hline A_{N1}(s) & A_{N2}(s) & \vdots & A_{NN}(s) \end{bmatrix}$ – лінійний оператор ЛПБ,

$$\mathbf{A}^{-1}(s) = \frac{\text{adj}(\mathbf{A})}{\det(\mathbf{A})},$$

$\mathbf{H}(s) = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) & \vdots & H_{1N}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) & \vdots & H_{2N}(s) \\ \hline H_{N1}(s) & H_{N2}(s) & \vdots & H_{NN}(s) \end{bmatrix}$ – матрична передатна функція ЛПБ,

$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & \vdots & d_{1N} \\ d_{21} & d_{22} & \vdots & d_{2N} \\ \hline d_{N1} & d_{N2} & \vdots & d_{NN} \end{bmatrix}$ – матриця коефіцієнтів при похідних,

$\mathbf{Y}_0 = \begin{bmatrix} y_1(0) \\ y_2(0) \\ \vdots \\ y_N(0) \end{bmatrix}$, $\mathbf{Y}(s) = \begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \\ \vdots \\ y_N(s) \end{bmatrix}$, $\mathbf{X}(s) = \begin{bmatrix} x_1(s) \\ x_2(s) \\ \vdots \\ x_N(s) \end{bmatrix}$ – вектор початкових значень вихідних величин і вектори вихідних і вхідних величин.

Вираз k -тої вихідної величини для ненульових вхідних величин матиме вид суми відповідних складових та початкових значень вихідних величин

$$y_k(s) = H_{k1}(s) \cdot x_1(s) + H_{k2}(s) \cdot x_2(s) + \dots + H_{kN}(s) \cdot x_N(s) + H_{k1}(s) \cdot d_{k1} \cdot y_1(0) + H_{k2}(s) \cdot d_{k2} \cdot y_2(0) + \dots + H_{kN}(s) \cdot d_{kN} \cdot y_N(0). \quad (11)$$

Дискретну динамічну модель з одиничною кратністю $N_q=1$ робочого циклу до кроку квантування $T=T_g$ побудовано на основі рішень неперервних рівнянь при прямокутній формі напруги кожного еквівалентного генератора. Один цикл напруги інвертора $u_p(t)$ на рис.4 з одиничною амплітудою є елементарним вхідним імпульсом неперервної математичної моделі ЛПБ, який еквівалентний одиничному вхідному імпульсу довжиною один інтервал

дискретності для дискретної моделі РП і складено з чотирьох ступінчатих функцій зі зміщенням в часі імпульсів

$$u_p(t) = \mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t - t_p) - \mathbf{1}(t - \frac{T}{2}) + \mathbf{1}(t - \frac{T}{2} - t_p). \quad (12)$$

Реакцію ЛПБ на елементарний вхідний імпульс (12) запишемо так

$$h_p(t) = g_I(t) - g_{II}(t) - g_{III}(t) + g_{IV}(t), \quad (13)$$

де $g_I(t) = \mathbf{1}(t) \cdot g(t)$, $g_{II}(t) = \mathbf{1}(t - t_p) \cdot g(t - t_p)$, $g_{III}(t) = \mathbf{1}(t - \frac{T}{2}) \cdot g(t - \frac{T}{2})$, $g_{IV}(t) = \mathbf{1}(t - \frac{T}{2} - t_p) \cdot g(t - \frac{T}{2} - t_p)$ – перехідні функції ЛПБ для позитивного часу $t \geq 0$, $g(t < 0) = 0$ і зміщені в часі відповідно до вхідних ступінчатих функцій.

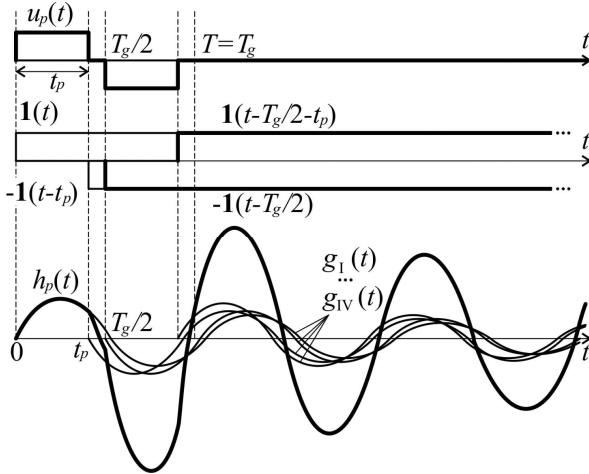


Рис.4. Епюри елементарного вхідного імпульсу і перехідних функцій в неперервному часі для дискретної динамічної моделі з $T = T_g$, $\gamma = t_p/T$ – відносна ширина імпульсів напруги інвертора

Дискретну передатну функцію ЛПБ по k -тому виходу і j -тому входу визначено як алгебраїчну суму z -перетворень зміщених імпульсних перехідних функцій за винятком початкових значень.

$$H_{kj}(z, m) = H_{kjI}(z, m) - H_{kjII}(z, m) - H_{kjIII}(z, m) + H_{kjIV}(z, m), \quad (14)$$

де складові $H_{kjI}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma) - g_{0kj}(\sigma)$, $H_{kjII}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma - \gamma) - g_{0kj}(\sigma - \gamma)$, $H_{kjIII}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma - \frac{1}{2}) - g_{0kj}(\sigma - \frac{1}{2})$, $H_{kjIV}(z, m) = G_{kj}(z, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma) - g_{0kj}(\sigma - \frac{1}{2} - \gamma)$ – дискретні зображення зміщених частинних передатних функцій ЛПБ для різних значень параметра m , $g_{0kj}(\sigma) = g_{kj}(0, \sigma)$, $g_{0kj}(\sigma - \frac{t_p}{T}) = g_{kj}(0, \sigma - \frac{t_p}{T})$ тощо – початкові значення перехідних функцій з від'ємними аргументами ($g_{0kj}(x > 0) = 0$), σ – параметр відносного зміщення, що входить в параметр m .

Перехідні функції $g_x(t)$, що входять в вище наведені вирази, знайдено як рішення рівняння простого **резонансного осцилятора** – RLC -контур з генератором напруги u_{LC} у вигляді неперервної функції часу

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \frac{du_{LC}}{dt} \rightarrow g_e(t) = \frac{e^{-\lambda t}}{\rho \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} \sin(\omega_1 t) = K_I e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t),$$

де $K_I = \omega_0 / \rho \omega_1$, $\lambda = R / (2L) = \omega_0 / (2Q_0)$ – фактор згасання коливань, $2\lambda\pi / \omega_1 = \ln(A_k / A_{k+1})$ – відношення логарифмів амплітуд сусідніх коливань, $Q_0 = \rho / R$ – добротність контуру, $\rho = \sqrt{L/C}$ – хвильовий опір контуру. Або у вигляді дискретного z -зображення

$$G_{ekj}(z, m) = \frac{K_{kj} \cdot e^{-\lambda_{kj}mT} \left(z^2 \sin(\omega_1 mT - \varphi_{kj}) + z e^{-\lambda_{kj}T} \left(\cos(\omega_1 mT - \varphi_{kj}) \cdot \sin(\omega_1 T) - \sin(\omega_1 mT - \varphi_{kj}) \cdot \cos(\omega_1 T) \right) \right)}{z^2 - 2ze^{-\lambda_{kj}T} \cdot \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda_{kj}T}}, \quad (15)$$

де $A_{\omega kj} = \omega_0^2 / \omega_1 = \omega_0 / \sqrt{1 - 1/(4Q_{kj}^2)}$ – частотний коефіцієнт корекції амплітуди, ω_0 – резонансна частота, Q_{kj} – добротність контуру, λ_{kj} – коефіцієнт згасання, $\varphi_{kj} = -\pi/2 \dots \pi/2$ – фазовий кут вільних коливань, $m = \sigma - \delta$, $\delta = 0 \dots 1$ – параметр початкового зсуву вхідної функції; $\sigma = 0 \dots 1$ – параметр зсуву вихідної перехідної функції, T – період дискретності.

Динамічна модель РП з простим коливальним контуром представляє собою сукупність базових передатних функцій для всіх сполучень N входів і N виходів ЛПБ схеми заміщення РП з певними параметрами на основі перехідних функцій резонансного осцилятора

$$\mathbf{Y}(z, m) = \mathbf{H}_a(z, m) \cdot \mathbf{X}(z), \quad (16)$$

$$\text{де } \mathbf{H}_a(z, m) = \begin{bmatrix} K_{11} \cdot H_{e11}(z, m) & K_{12} \cdot H_{e12}(z, m) & \vdots & K_{1N} \cdot H_{e1N}(z, m) \\ K_{21} \cdot H_{e21}(z, m) & K_{22} \cdot H_{e22}(z, m) & \vdots & K_{2N} \cdot H_{e2N}(z, m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{N1} \cdot H_{eN1}(z, m) & K_{N2} \cdot H_{eN2}(z, m) & \vdots & K_{NN} \cdot H_{eNN}(z, m) \end{bmatrix} -$$

матрична передатна функція динамічної моделі перетворювача, K_{kj} – коефіцієнт передавання, який треба визначати для кожної базової передатної функції $H_{ekj}(z, m) = H_b(z, m, \omega_0, Q_{kj}, \varphi_{kj})$ з індивідуальними параметрами «налаштування»: резонансною частотою ω_0 , добротністю Q_{kj} та фазовим

$$\text{зсувом } \varphi_{kj}, \quad \mathbf{Y}(z, m) = \begin{bmatrix} y_1(z, m) \\ y_2(z, m) \\ \vdots \\ y_N(z, m) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X}(z) = \begin{bmatrix} x_1(z) \\ x_2(z) \\ \vdots \\ x_N(z) \end{bmatrix} - \text{вихідні і вхідні величини.}$$

Зображення перехідного процесу РП має вигляд $Y(z, m) = z \cdot H_b(z, m) / (z - 1)$, де

$$\text{базова передатна функція } H_b(z, m) = G_e(z, 0) - g_e(0, 0) - G_e(z, \sigma - \gamma) + g_e(0, \sigma - \gamma) - G_e(z, \sigma - \frac{1}{2}) + g_e(0, \sigma - \frac{1}{2}) + G_e(z, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma) - g_e(0, \sigma - \frac{1}{2} - \gamma).$$

Імітаційне моделювання дає змогу співставити поведінку ланок динамічної моделі РП і імітаційної моделі резонансного осцилятора за деякими ознаками перехідних процесів. Перша модель на рис.5,а побудована у вигляді схеми, що можна вважати достатньо достовірним способом моделювання з правдоподібними результатами. Друга блочна модель на рис.5,б включає в себе вище наведені формули. Якщо процеси на виходах обох моделей будуть з достатньою точністю збігатися, то можна припустити, що закладені в другу модель вирази частинних передатних функцій із динамічної моделі РП є справедливими.

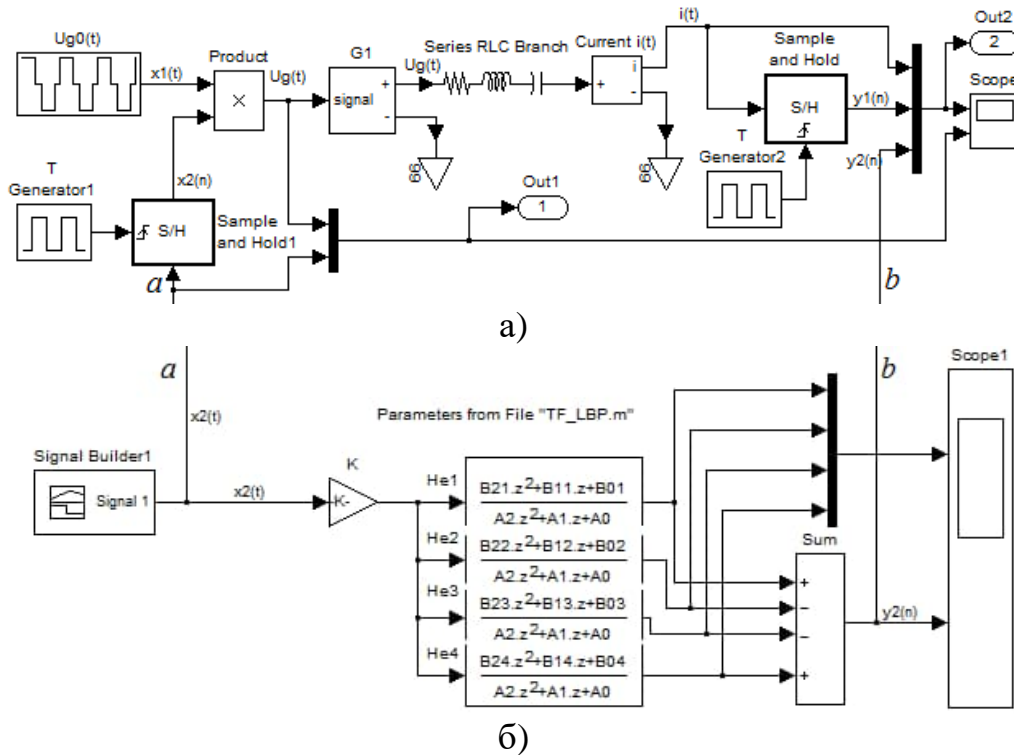


Рис.5. Схема імітаційної моделі резонансного контуру:
 а – на основі принципової схеми резонансного осцилятора; б – на основі базової дискретної передатної функції ЛПБ резонансного перетворювача

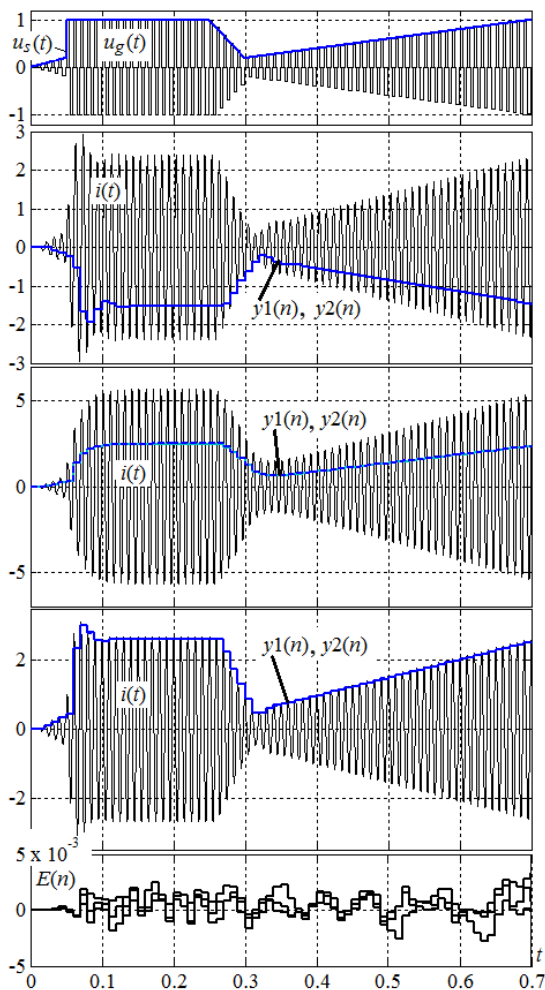


Рис.6. Епюри процесів моделей для трьох значень резонансної частоти $f_0=80$ Гц; 100 Гц; 120 Гц і добротності контуру $Q=5$: $u_s(t)$ – напруга живлення, $u_g(t)$ – вихідна напруга інвертора, $i(t)$ – струм контуру, $y_1(n)$ і $y_2(n)$ – вихідні функції (графіки близькі один до одного), $E(n) = y_1(n) - y_2(n)$ – різниця вихідних величин

Результати моделювання підтверджують теоретичні виводи, отримані з математичної моделі РП, стосовно залежностей параметрів перехідних процесів від параметрів контуру РП, і також відповідність дискретних динамічних моделей неперервним схемним моделям. Похибка моделювання не перевищувала $0,5\%$. Очевидно, що частина цієї похибки обумовлена системними похибками розрахунків.

У четвертому розділі розглянуто умови узгодження параметрів еквівалентних генераторів коливань з процесами схеми заміщення РП, зокрема, визначено умови і задачі узгодження, визначено залежності фазового зміщення еквівалентних генераторів схеми РП від вихідної напруги та інших параметрів, виражено стаціонарний струм контуру РП в загальній формі, за допомогою якого визначено характеристики статичної моделі РП, виконано порівняння процесів, розрахованих за допомогою математичної моделі РП, з результатами імітаційного моделювання.

Необхідність узгодження параметрів еквівалентних генераторів з процесами схеми заміщення РП виникла із прийняття умови методу суперпозиції про незалежність еквівалентних генераторів $EG1 \dots EGN$, на рис.3. Насправді еквівалентні генератори не завжди є незалежними. Із множини розв'язків математичної моделі РП для різних параметрів еквівалентних генераторів доцільно обирати тільки ті, які узгоджуються з принципом дії РП. Таким чином, узгодженими повинні бути амплітуди і фази коливань тих еквівалентних генераторів, які в схемі заміщення, більш наближеній до реальної схеми РП, були б залежними від процесів в схемі або відомими джерелами. Це є, наприклад, діодні і синхронні випрямлячі зі сторони входу, інвертори з автогенерацією зі сторони виходу, тиристорні схеми.

Розглянемо задачу узгодження в схемі заміщення РП на рис.7, де перший еквівалентний генератор $EG1$ імітує мостовий інвертор напруги з силовими керованими вентилями V_1-V_4 , а другий $EG2$ – мостовий діодний випрямляч на діодах VD_1-VD_4 . Модулюючими функціями є напруга живлення інвертора $u_s(t)$ і напруга навантаження $u_q(t)$. ЛПБ представлено резонансним RLC -ланцюгом РЛ, джерело живлення – постійною напругою U_s , споживач енергії – проти-ЕРС з напругою U_q .

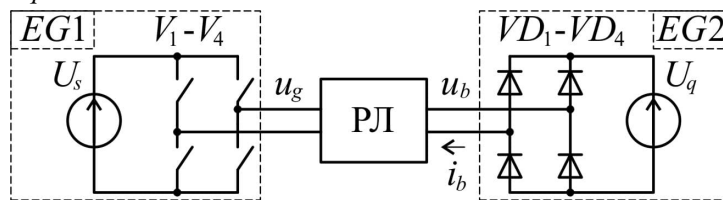


Рис. 7. Схема заміщення двохмостового РП

Задача узгодження фаз вхідної напруги u_b і вхідного струму i_b випрямляча на діаграмі (2) рис.8 полягає в визначенні такого варіативного зміщення ν між імпульсами першого і другого еквівалентних генераторів ($EG1$ і $EG2$) схеми заміщення, при якому процеси в схемі заміщення будуть ідентичними процесам в силовій схемі РП. А саме, напруга і струм другого еквівалентного генератора $EG2$ будуть протифазними, як вхідна напруга і струм діодного випрямляча, що працює на проти-ЕРС навантаження U_q . Це ілюструють графіки узгоджених вхідних напруги u'_b і струму i'_b діодного випрямляча на діаграмі (3) рис.8. Варіативне зміщення переміщує імпульс вхідної напруги випрямляча по всьому періоду в межах значень $\nu = 0 \dots 0.5$.

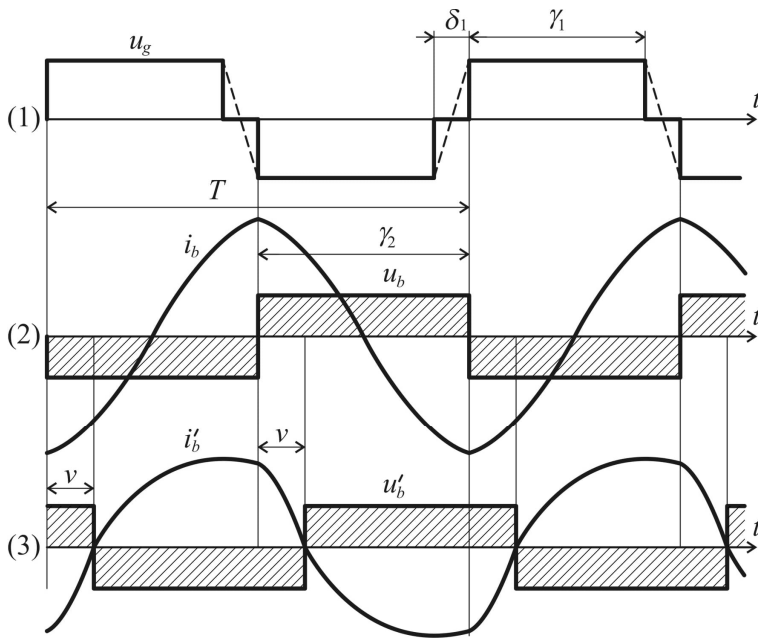


Рис.8. Графіки напруги інвертора u_g (1), вхідного струму i_b і вхідної напруги випрямляча u_b резонансного перетворювача при незгодженій фазі (2) і при узгодженій фазі u'_b і i'_b (3): тут δ_1 , γ_1 та γ_2 – відносні величини паузи, довжини імпульсів інвертора та випрямляча, v – варіативне зміщення

В загальному випадку задачею узгодження фаз струму і напруги k -го еквівалентного генератора EGk буде визначення такого відносного зсуву v імпульсів його напруги відносно початкового положення, при якому перша гармоніка його струму $i_{gk}(t)$ співпаде за фазою з першою гармонікою його напруги $u_{gk}(t)$ з врахуванням залежності струму від інших $j=1\dots N$ ($k \neq j$) еквівалентних генераторів при їхніх незмінних параметрах. Для рис.7 можна визначити умови, коли нульові значення стаціонарного струму другого еквівалентного генератора попадають на границю між імпульсами напруги і буде справедливим рівняння для стаціонарного струму

$$i_{g2}(0.5 \cdot n \cdot T) = i_{g2}((0.5 \cdot n + v - v) \cdot T) = 0, \quad (17)$$

де $n=0, 1, 2, \dots$, з якого можна вивести аналітичні умови узгодження фаз напруги і струму k -го еквівалентного генератора схеми заміщення перетворювача для загального випадку

$$I_{sk}(v, v) = 0, \quad \frac{\partial}{\partial v} I_{sk}(v, v) < 0 \quad \text{або} \quad \frac{\partial}{\partial v} I_{sk}(v, v) > 0 \quad (18)$$

для НЧ-діапазону ($\omega_g < \omega_1$) або для ВЧ-діапазону ($\omega_g > \omega_1$) відповідно, де стаціонарний струм еквівалентного генератора є періодичною функцією – сумою складових, викликаних кожним еквівалентним генератором окремо

$$I_{sk}(\sigma, x_{sk}) = I_{sk}(\sigma, x_1 \dots x_N) = \sum_{j=1 \dots N} I_{skj}(\sigma, x_j), \quad (19)$$

де σ – змінна відносного часу всередині періоду дискретності T , а кожна складова стаціонарного струму

$$I_{skj}(\sigma, x_j) = U_j \left(\begin{array}{l} sf_{kj}(\sigma, -\delta_j - x_j) - sf_{kj}(\sigma, -\delta_j - \gamma_j - x_j) - \\ - sf_{kj}(\sigma, -0.5 - \delta_j - x_j) + sf_{kj}(\sigma, -0.5 - \delta_j - \gamma_j - x_j) \end{array} \right) \quad \text{має чотири}$$

складові в правій частині – це стаціонарні функції, що відповідають чотирьом ступеням напруги j -того еквівалентного генератора u_{gj} і які утворюють позитивний і негативний прямокутні імпульси амплітудою U_j :

$sf_{kj}(\sigma, x) = g_{skj}(\sigma + 1 + x) \cdot p_1(\sigma, x) + g_{skj}(\sigma + x) \cdot p_2(\sigma, x)$, $p_1(\sigma, x) = \mathbf{1}(\sigma) - \mathbf{1}(\sigma + x)$ і $p_2(\sigma, x) = \mathbf{1}(\sigma + x) - \mathbf{1}(\sigma - 1)$ – віконні функції для $x = -\delta$. Типовий вигляд стаціонарних функцій для одного циклу схеми на рис. 7 наведено на рис. 9.

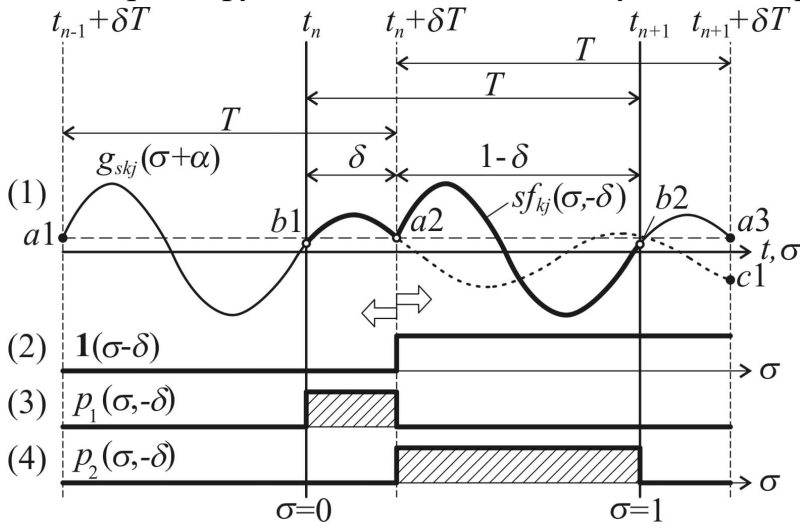


Рис.9. Графіки стаціонарної перехідної функції $g_{skj}(\sigma + \alpha)$ і стаціонарної функції струму $sf_{kj}(\sigma, -\delta)$ для умовних j -того входу і k -того виходу ЛПБ (1), ступінчастої функції напруги (2), імпульсних комутаційних функцій (3) і (4): тут σ , δ – відносні величини в долях періоду дискретності T

Для схеми на рис.7 стаціонарний струм споживача (19) матиме вигляд

$$I_{s2}(\sigma, v) = I_{s21}(\sigma, 0) + I_{s22}(\sigma, v), \quad (20)$$

де $I_{s21}(\sigma, 0) = U_{m1} \cdot (sf_2(\sigma, 0) - sf_2(\sigma, -\gamma_1) - sf_2(\sigma, -0.5) + sf_2(\sigma, -0.5 - \gamma_1))$ і

$$I_{s22}(\sigma, v) = U_{m2} \cdot \left(sf_2(\sigma, -v) - sf_2(\sigma, -\gamma_2 - v) - sf_2(\sigma, -0.5 - v) + sf_2(\sigma, -0.5 - \gamma_2 - v) \right) - \text{складові струму від}$$

джерела і від споживача електроенергії схеми заміщення РП, U_{m1} і U_{m2} – амплітуди напруг еквівалентних генераторів, v – варіативне зміщення.

Сімейства графіків $I_{sB}^*(v, v)$ на рис.10 відображають значення струму випрямляча i_b , які попадають на фронти позитивних імпульсів вхідної напруги випрямляча u_b на рис.8. За одиницю прийнята величина струму в контурі резонансного осцилятора з одиничною амплітудою напруги генератора і з одиничним хвильовим опором.

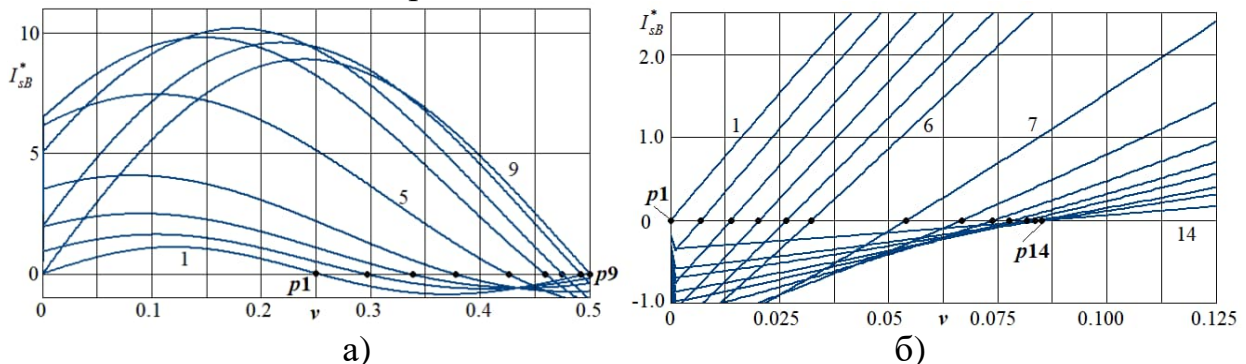


Рис.10. Графіки залежностей стаціонарного вхідного струму випрямляча в моменти квантування від зміщення імпульсів вхідної напруги для НЧ (а) і для ВЧ-діапазону (б) і $Q=7$, $U_q=0.65$: графіки 1-9 на (а) для: $\omega_g^* = 0.5; 0.6; 0.7; 0.8; 0.9; 0.95; 0.97; 0.99; 1.00$; графіки 1-14 на (б) для: $\omega_g^* = 1.00; 1.01; 1.02; 1.03; 1.04; 1.05; 1.10; 1.15; 1.20; 1.25; 1.30; 1.40; 1.50; 2.00$

Для узгодження обрано значення зсуву v_{res} , при яких криві залежностей струму 1-9 і 1-14 перетинають нульовий рівень на рис.10. Отже результуючий зсув v_{res} вхідної напруги випрямляча в долях періоду коливань визначено

$$\text{числовими методами з розв'язком рівняння} \quad I_{sB}(v_{res}, v_{res}) = 0 \quad (21)$$

при наступних умовах розрахунків: $v=0.1\dots0.6$, $\frac{\partial}{\partial v} I_{sB}(v, v) < 0$ у НЧ-діапазоні

$$\omega_1 \leq \omega_g < 2 \cdot \omega_1 \text{ і } v=0\dots0.5, \frac{\partial}{\partial v} I_{sB}(v, v) > 0 \text{ у ВЧ-діапазоні } 0.5 \cdot \omega_1 < \omega_g \leq \omega_1.$$

Для перевірки результатів розрахунків було побудовано імітаційну *Simulink*-модель двохгенераторного резонансного осцилятора на рис.11.

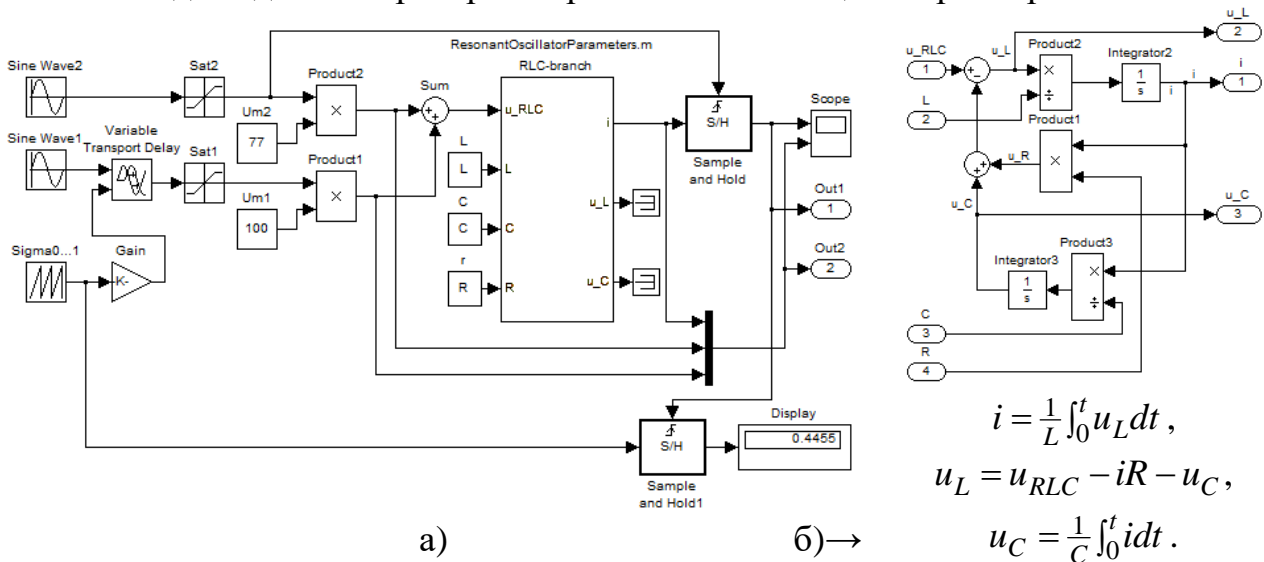


Рис.11. Схема моделі двохгенераторного резонансного осцилятора з фіксацією умов узгодження фази другого еквівалентного генератора (а) і схема RLC-branch – структурної моделі резонансного ланцюга РЛ (б)

В табл.2 наведено графіки стаціонарних процесів РП, які отримано в результаті розрахунків і в результаті експериментів імітаційного моделювання з моделлю на рис.11 для п'яти робочих частот $\omega_g^* = \omega_g / \omega_0$. Візуальне порівняння епюр в лівій і в правій колонках табл.2 демонструє ідентичність графіків процесів, отриманих різними способами. Відносна різниця між приведеними до рівного масштабу результатами розрахунків і результатами моделювання не виходила за межі $\pm 1\%$ і включає в себе також похибки моделювання. Також проводилися співставлення результатів розрахунків і моделювання процесів для інших режимів роботи РП, які теж показали добру збіжність. Отже наведені результати говорять про адекватність запропонованої математичної моделі РП. Математична модель на основі методу суперпозиції по суті описує багатогенераторний резонансний осцилятор, який при узгодженні фаз еквівалентних генераторів може відтворювати процеси РП з декількома комутованими джерелами напруги або струму. Умови узгодження визначено в стаціонарному режимі. Тому узгоджені динамічні моделі резонансних перетворювачів потребують встановлення допустимих діапазонів варіацій величин процесів.

Таблиця 2. Епюри стаціонарних процесів резонансного перетворювача

ω_g^*	Розрахунок	Модельний експеримент	Умови
0.80			Розрахунку: $U_s=1$ В, $U_q=0.5$ В. Моделювання: $U_s=100$ В, $U_q=50$ В.
0.95			$R=0.837$ Ом, $L=0.0007$ Гн, $C=1e-005$ Ф. $U_q=0.9$; $Q=10$; $f_0=1902.27$ Гц;
1.00			$f_g=1521.8$ Гц, 1807.16 Гц, 1902.27 Гц, 1997.38 Гц, 2377.8 Гц;
1.05			$f_g^*=0.80, 0.95,$ 1.00, 1.05, 1.25.
1.25			Графіки: 1– напр. інв. u_g , 2– напр. випр. u_b , 3– струм конт. I_{SB} , 4– струм інвертора I_{SBG} , 5– струм випрямляча I_{SBB}

У п'ятому розділі виконано дослідження характеристик РП методом суперпозиції, а саме розглянуто N -мостову схему досліджуваного РП, наведено математичну модель зі схемою заміщення з L -контурами, наведено динамічну модель РП на основі принципу суперпозиції, статичні характеристики, надано результати моделювання РП в динамічних режимах роботи.

В якості об'єкту дослідження методом суперпозиції розглянуто РП з послідовним контуром на рис.12,а, в який входять резонансний LC -ланцюг (L_r і C_r), N вентильних мостів $V_{11}-V_{14} \dots V_{N1}-V_{N4}$ з джерелами напруг u_1-u_N та індуктивностями $L_{d1}-L_{dN}$, що в імпульсних режимах надають джерелам напруг властивостей джерел струмів.

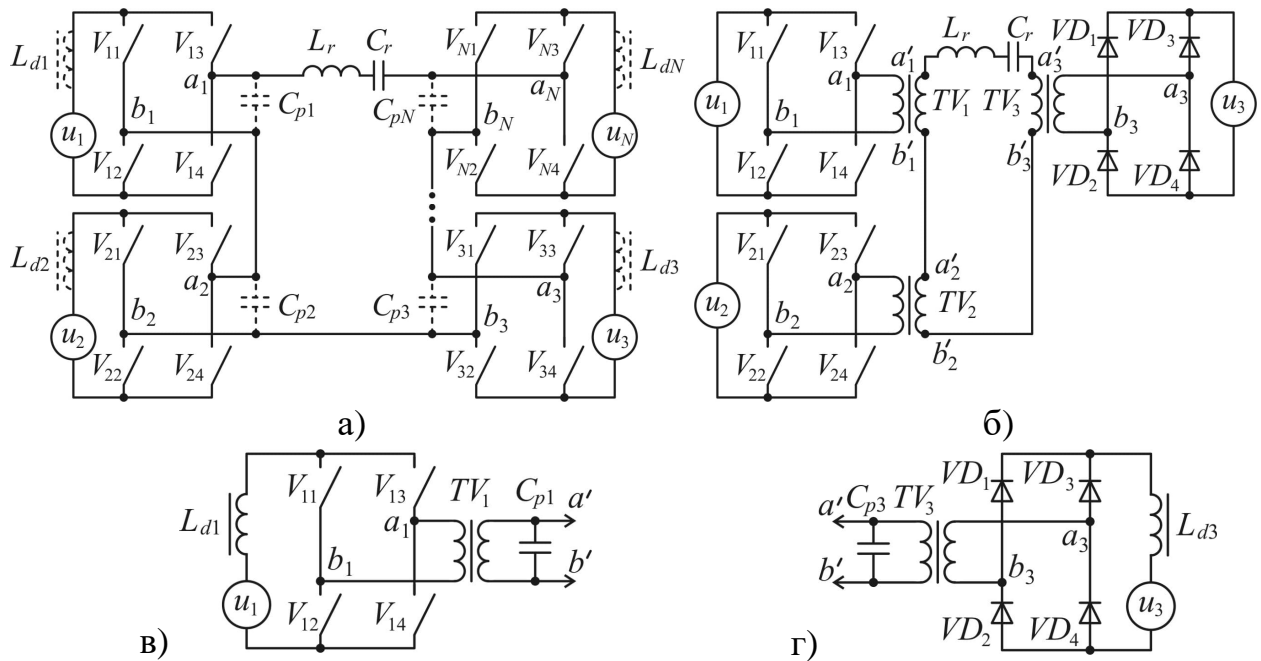


Рис.12. Схема послідовного резонансного перетворювача з N вентильними мостами (а), з трьома мостами (б) і схеми інвертора та випрямляча з згладжуючими індуктивностями та паралельними ємностями (в, г)

Схема заміщення послідовного РП на рис.13,а представляє собою пасивний $2N$ -полюсник з основним послідовним RLC -контуром і підключеними еквівалентними генераторами напруги $u_{g1} - u_{gN}$, які з елементами схем заміщення трансформаторів утворюють додаткові LR -контури (L -контури, наприклад, j -тий L -контур: u_{gj}, r_{sj}, L_{sj}).

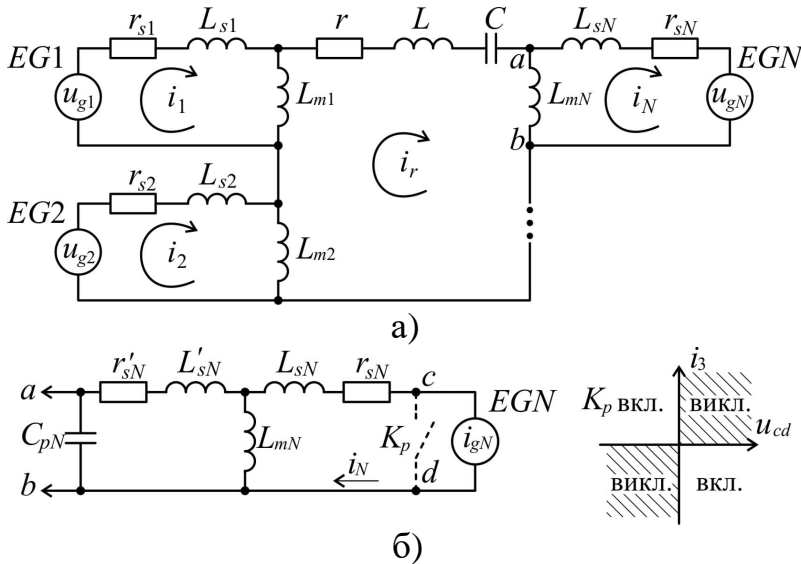


Рис.13. Схема заміщення послідовного резонансного перетворювача з N еквівалентними генераторами напруги і додатковими L -контурами (а) і схема додаткового T -контуру з еквівалентним генератором струму (б)

$$r = \sum_{j=1}^N r'_{sj} + r_r, \quad C = C_r,$$

$$L = \sum_{j=1}^N L'_{sj} + L_r.$$

Трансформатори напруги TV_1, TV_2, TV_3 (рис.5.1) заміщено лінеаризованими T -образними схемами з параметрами первинної і вторинної сторони (зі штрихом): r_s і r'_s – послідовні активні опори обмоток, L_s і L'_s – індуктивності розсіювання, L_m – індуктивність намагнічування.

Математичну модель РП на рис.12,а,б як модель лінійної системи доцільно визначити у вигляді системи рівнянь в операторній формі:

$$\begin{array}{c} \text{рівняння } \mathbf{A} \cdot \mathbf{Ic} = \mathbf{u}, \\ \left[\begin{array}{cc|cc} Z_1 & 0 & 0 & -X_1 \\ 0 & Z_2 & 0 & -X_2 \\ \hline 0 & 0 & Z_N & -X_N \\ -X_1 & -X_2 & -X_N & X_m + Z_r \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_N \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_N \\ 0 \end{bmatrix}, \end{array} \quad \begin{array}{c} \text{розв'язок } \mathbf{Ic} = \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{u} \\ \left[\begin{array}{cc|cc} Y_{11} & Y_{12} & Y_{1N} & Y_{1r} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{2N} & Y_{2r} \\ \hline Y_{31} & Y_{32} & Y_{3N} & Y_{3r} \\ Y_{r1} & Y_{r2} & Y_{r3} & Y_{Nr} \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_N \\ 0 \end{bmatrix}, \end{array} \quad (22)$$

де позначено $\mathbf{Ic} = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_r]^T$ – вектор контурних струмів послідовного РП, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ 0]^T$ – вектор еквівалентних генераторів, величини матриці схеми: $Z_j = r_{sj} + s(L_{sj} + L_{mj})$; $X_j = sL_{mj}$, $X_m = \sum_{j=1}^N X_j$; $Z_r = r + sL + 1/(sC)$. $i_{jk} = Y_{jk}u_k$ – складова струму j -го контуру, викликаного k -тим еквівалентним генератором, $i_j = \sum_{k=1}^N i_{jk} = \sum_{k=1}^N Y_{jk}u_k$ – повний струм j -го контуру, Y_{jk} – частинна провідність від k -того еквівалентного генератора в j -тому контурі, $\mathbf{A}^{-1} = \text{adj}\mathbf{A}/\det(\mathbf{A})$ – зворотна схемна матриця. Якщо безпосередньо в резонансному контурі теж буде присутній генератор напруги, то його напруга запишеться останнім елементом вектора напруг в рівняннях (22). Вираз визначника схемної матриці \mathbf{A} розмірності $N+1$ в загальному вигляді

$$\det(\mathbf{A}_{[N+1]}(s)) = (X_m(s) + Z_r(s)) \cdot \prod_{j=1}^N Z_j(s) - \sum_{j=1}^N \left(X_j^2(s) \cdot \prod_{k=1, k \neq j}^N Z_k(s) \right). \quad (23)$$

Для схеми заміщення РП з трьома додатковими контурами (рис.12,б) визначник схемної матриці записано так

$$\det(\mathbf{A}_{[4]}) = Z_1 Z_2 Z_3 (X_m + Z_r) - Z_1 Z_2 X_3^2 - Z_1 Z_3 X_2^2 - Z_2 Z_3 X_1^2, \quad (24)$$

і для схеми з двома додатковими контурами відповідно

$$\det(\mathbf{A}_{[3]}) = Z_1 Z_2 (X_m + Z_r) - Z_1 X_2^2 - Z_2 X_1^2. \quad (25)$$

Динамічна модель схеми заміщення РП на рис.13,а як лінійної неперервної системи в операторній формі має вигляд

$$\begin{aligned} i_1(s) &= (Y_{11}(s) \cdot u_1(s) + Y_{12}(s) \cdot u_2(s) + Y_{13}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)), \\ i_2(s) &= (Y_{21}(s) \cdot u_1(s) + Y_{22}(s) \cdot u_2(s) + Y_{23}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)), \\ i_3(s) &= (Y_{31}(s) \cdot u_1(s) + Y_{32}(s) \cdot u_2(s) + Y_{33}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)), \\ i_r(s) &= (Y_{41}(s) \cdot u_1(s) + Y_{42}(s) \cdot u_2(s) + Y_{43}(s) \cdot u_3(s)) / \det(\mathbf{A}_{[4]}(s)). \end{aligned} \quad (26)$$

Вхідні величини – напруги еквівалентних генераторів u_1 , u_2 , u_3 , вихідні величини – контурні струми i_1 , i_2 , i_3 , i_r . Визначити операторну напругу будь-якого пасивного елемента або ланцюга можна множенням його операторного опору на суму відповідних струмів (для елементів, що належать до двох контурів), або на відповідний контурний струм. Потім слід визначити оригінал зображення точними або наближеними методами.

При розрахунках статичних характеристик зроблено припущення, що параметри еквівалентних джерел постійні й РП працює в режимі з незмінною регулюючою величиною і збурюючими впливами. Тоді процеси в силовій схемі

можна вважати квазівстановленими (стаціонарними) з періодичними складовими, миттєві значення яких повторюються. Порядок комутації ключів РП (алгоритм комутації) визначає послідовність комбінації джерел (ПКД) напруг, які підключаються до резонансного контуру протягом робочого циклу. Розглянемо дві послідовності для схеми на рис.12,б, в якій перше джерело u_1 будемо вважати джерелом, а друге u_2 – споживачем електроенергії. Точки третього мосту a'_3 і b'_3 є тимчасово замкненими. Послідовності виникають при черговому підключенні до контуру еквівалентних джерел напруги U_s і U_q .

Таблиця 3. Визначення послідовностей комбінацій еквівалентних джерел: U_s (U_1) – напруга живлення РП, U_q (U_2) – напруга навантаження РП

Синфазна послідовність комбінацій джерел (ПКД-1)				Противфазна послідовність комбінацій джерел (ПКД-2)				
№	Підключені джерела		Напруга контуру u_{LC}	Включені ключі	Підключені джерела		Напруга контуру u_{LC}	Включені ключі
	U_s	U_q			U_s	U_q		
0	0	0	0	V11,V13,V21,V23	0	0	0	V11,V13,V21,V23
1	1	0	U_s	V11,V14,V21,V23	1	0	U_s	V11,V14,V21,V23
2	0	1	U_q	V11,V13,V21,V24	0	-1	$-U_q$	V12,V14,V22,V23
3	-1	0	$-U_s$	V12,V13,V22,V24	-1	0	$-U_s$	V12,V13,V22,V24
4	0	-1	$-U_q$	V12,V14,V22,V23	0	1	U_q	V11,V13,V21,V24

На рис.14 наведені комутаційні функції $\psi_s(t)$, $\psi_q(t)$ еквівалентних джерел напруг для ПКД-1 і ПКД-2, де $\mathbf{1}(\varepsilon) = (\text{sgn}(\varepsilon) + 1)/2$, $\varepsilon = t_c/T = 0 \dots 1$ – відносна частина і t_c – внутрішній час періоду перетворення $T = 2\pi/\omega_g$.

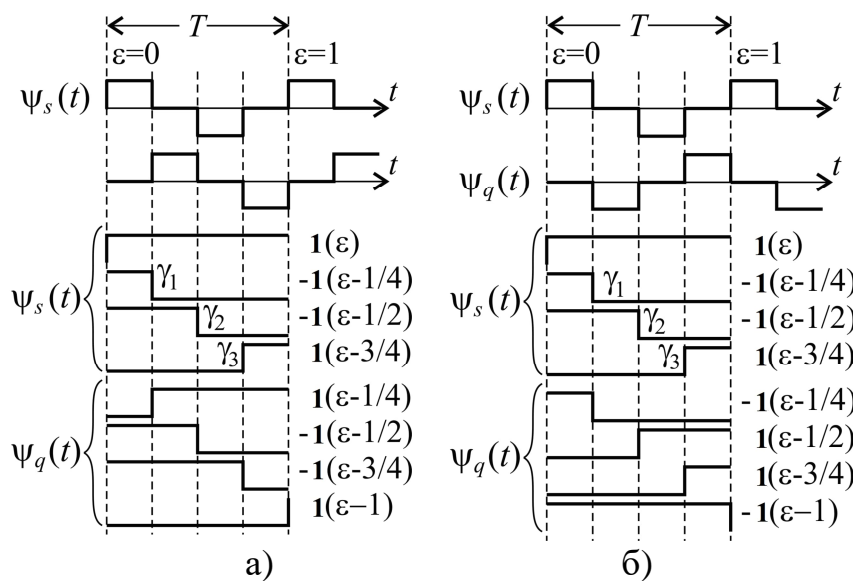


Рис.14. Комутаційні функції і їх східчасті складові:
а - ПКД-1, б – ПКД-2

Комутаційні функції $\psi_s(t)$, $\psi_q(t)$ для $\gamma_1=1/4$, $\gamma_2=1/2$, $\gamma_3=3/4$ на основі заданих ПКД-1 ($U, q; -U, -q$) і ПКД-2 ($U, -q; -U, q$) записуються так:

$$\text{- для ПКД-1} \begin{cases} \psi_s(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3), \\ \psi_q(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) + \mathbf{1}(\varepsilon - 1), \end{cases} \quad (27)$$

$$\text{- для ПКД-2} \begin{cases} \psi_s(\varepsilon) = \mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3), \\ \psi_q(\varepsilon) = -\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) + \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1). \end{cases} \quad (28)$$

Вирази циклічних складових стаціонарного струму:

$$\begin{cases} i_{\omega 1}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon, \omega_g), \\ i_{\omega 2}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_1, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_1, \omega_g), \\ i_{\omega 3}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_2, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_2, \omega_g), \\ i_{\omega 4}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_3, \omega_g) + (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_3, \omega_g), \\ i_{\omega 5}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_1, \omega_g) + (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_1) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_1, \omega_g), \\ i_{\omega 6}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_2, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_2) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_2, \omega_g), \\ i_{\omega 7}(\varepsilon, \omega_g) = -(\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_3, \omega_g) - (\mathbf{1}(\varepsilon - \gamma_3) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_3, \omega_g), \\ i_{\omega 8}(\varepsilon, \omega_g) = (\mathbf{1}(\varepsilon) - \mathbf{1}(\varepsilon - 1)) \cdot i_{\omega}(\varepsilon, \omega_g), \end{cases} \quad (29)$$

Вираз стаціонарного струму прийме вид

$$\begin{aligned} i_r(\varepsilon, \omega_g, q) = & U(i_{\omega 1}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 2}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 3}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 4}(\varepsilon, \omega_g)) \pm \\ & \pm q(i_{\omega 5}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 6}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 7}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 8}(\varepsilon, \omega_g)), \end{aligned} \quad (30)$$

де знак плюс перед другою сумою відповідає ПКД-1 і знак мінус – ПКД-2.

Залежності середніх струмів еквівалентних джерел напруги РП визначено інтегруванням (30) на проміжках проходження струму контуру через дані джерела: $[0 \dots 1/4]$ і $[1/2 \dots 3/4]$ для джерела електроенергії, $[1/4 \dots 1/2]$ і $[3/4 \dots 1]$ для навантаження відповідно до комутаційних функцій (27) і (28).

$$\text{Середній струм джерела енергії } I_s(\omega_g, q) = \int_0^1 \psi_s(\varepsilon) i_r(\varepsilon, \omega_g, q) d\varepsilon. \quad (31)$$

$$\text{Середній струм навантаження } I_q(\omega_g, q) = \int_0^1 \psi_q(\varepsilon) i_r(\varepsilon, \omega_g, q) d\varepsilon. \quad (32)$$

Згідно виразів (31) і (32) для $L=1$, $C=1$, $Q=75$ розраховано зовнішні й регульовальні характеристики перетворювача. Характеристики ККД розраховано зі співвідношення $\eta(\omega_g, q) = qI_q(\omega_g, q)/(UI_s(\omega_g, q))$. (33)

На рис.15 наведені залежності відносної напруги навантаження $q = U_q/U_s$ від середніх струмів джерела живлення I_s й навантаження I_q для різних частот перетворення. Вхідні зовнішні характеристики рис.15,а і рис.16,а ілюструють залежність між споживаним від джерела живлення струмом і напругою навантаження. Негативний струм I_s відповідає рекуперації енергії. Позитивний струм – споживанню енергії від джерела живлення. Вихідні зовнішні характеристики рис.15,б і рис.16,б ілюструють залежність між напругою й середнім струмом навантаження. Негативний струм відповідає реверсному напрямку з відбором енергії з навантаження в РП, позитивний струм – прямому напрямку з передачею енергії в навантаження. Зовнішні

характеристики також ілюструють, що в НЧ-діапазоні при ПКД-1 буде мати місце пряма передача енергії від джерела живлення в навантаження, а при ПКД-2 - головним чином рекуперація. У ВЧ-діапазоні навпаки, при ПКД-1 має місце рекуперація, при ПКД-2 – пряма передача енергії. Перехід від ПКД-1 до ПКД-2 можна реалізувати зміною фази перемикання другого мосту РП, тобто підключати споживач із протилежною полярністю. Це дозволяє реверс вихідної напруги перетворювача й формування на виході змінної напруги при використанні симетричних двоспрямованих ключів вентиляного моста.

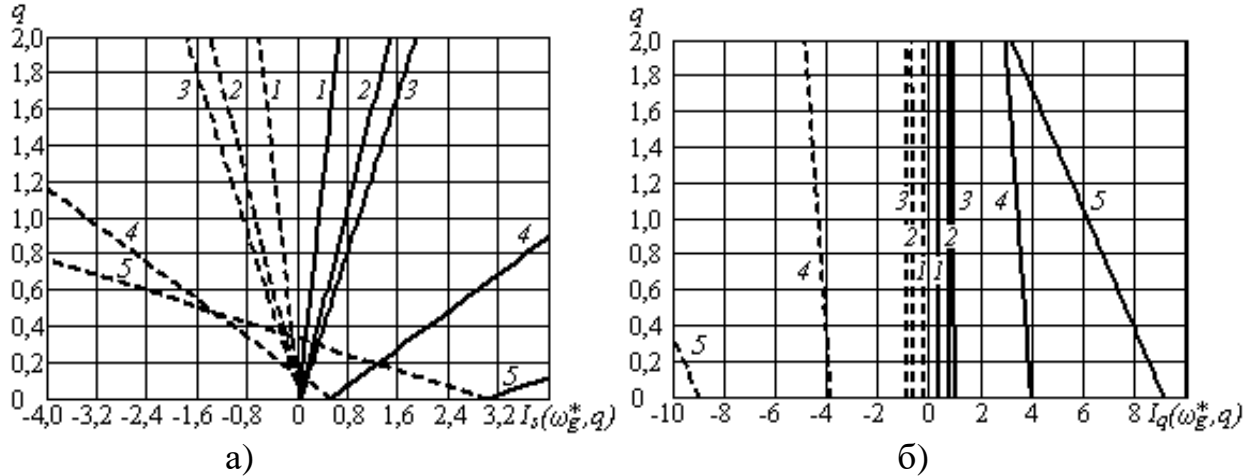


Рис.15. Зовнішні характеристики перетворювача для НЧ-діапазону $\omega_g < \omega_1$:

a – вхідні, *б* – вихідні, пунктирні лінії для ПКД-2, суцільні для ПКД-1.

Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної частоти перетворення:

$$\omega_g^* = 0,5; 0,75; 0,8; 0,95; 0,98$$

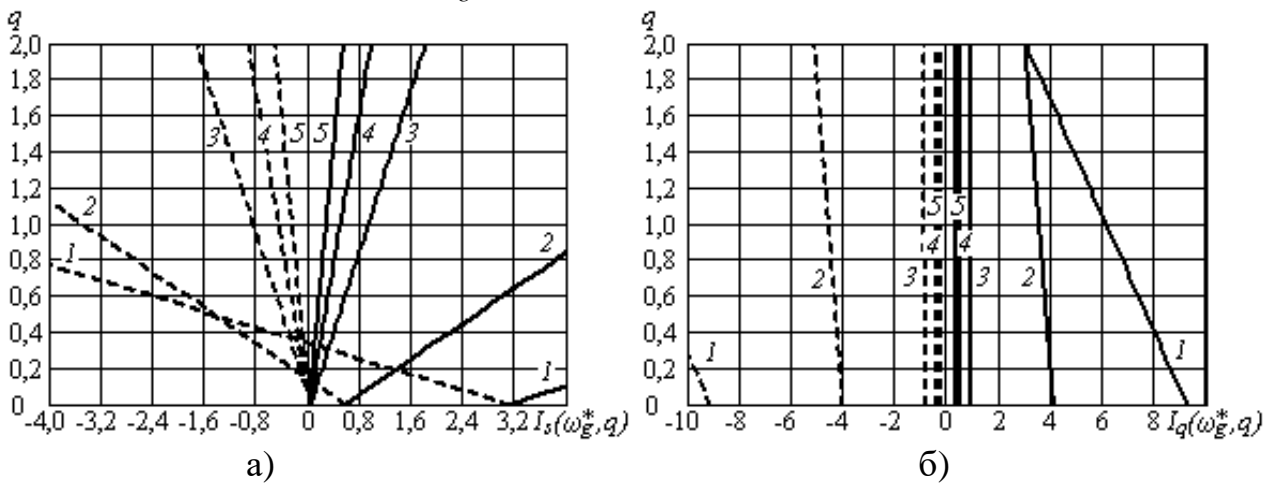


Рис.16. Зовнішні характеристики перетворювача для ВЧ-діапазону $\omega_g > \omega_1$:

a – вхідні, *б* – вихідні, пунктирні лінії для ПКД-1, суцільні для ПКД-2.

Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної частоти перетворення:

$$\omega_g^* = 1,02; 1,05; 1,25; 1,50; 2,00$$

У цілому вихідні зовнішні характеристики даного РП м'які і крутоспадаючі. Вхідні характеристики демонструють лінійні залежності споживаного струму від напруги споживача-навантаження. Вихідні характеристики теж є лінійними та ілюструють можливості зниження й

підвищення вихідної напруги. В залежності від робочої частоти змінюється нахил характеристик. Тому РП з такими природними характеристиками можна рекомендувати для застосування в якості зарядних пристроїв.

Сімейства регулювальних характеристик РП рис.17 ілюструють залежності струму навантаження від відносної робочої частоти $\omega_g^* = \omega_g / \omega_1$ при різних відносних напругах навантаження. У діапазонах, де криві заходять у негативну область, має місце рекуперация енергії. Положення кривих зверху від нульової осі означає пряму передачу енергії. З регулювальних характеристик встановлено, що діапазони робочих частот із прямою передачею енергії розташовано у межах $\omega_g^* = [0,35...1,0[$ для ПКД-1 і $\omega_g^* =]1,0...∞[$ для ПКД-2.

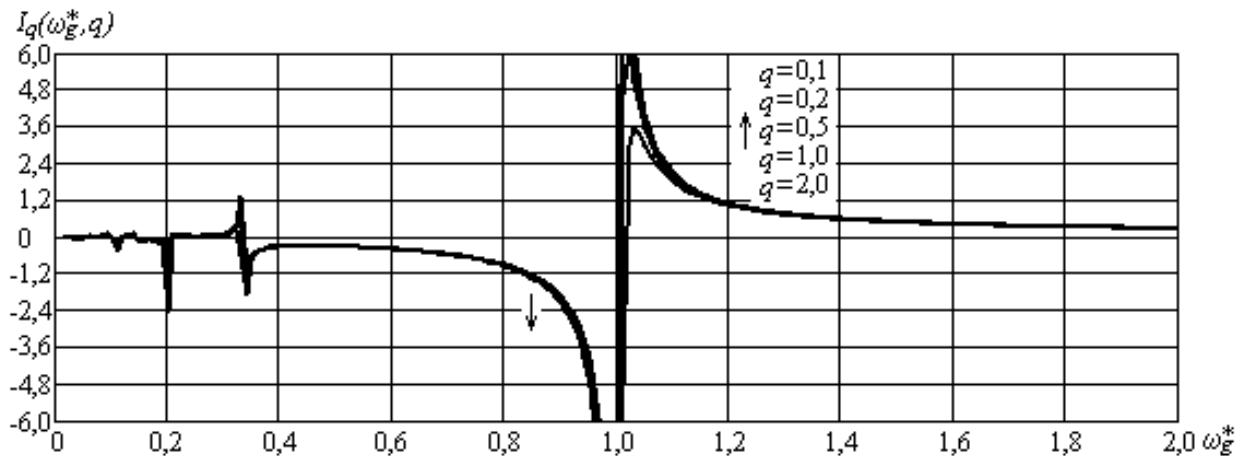


Рис.17. Регулювальні характеристики для ПКД-2

Сімейства характеристик ККД на рис.18 розраховані згідно (33) і ілюструють залежності ККД від робочої частоти при різних відносних напругах навантаження. Тут ККД урахує втрати тільки в активних опорах силового контуру РП і є верхньою оцінкою енергоефективності РП. Якщо врахувати інші втрати енергії, ККД перетворювача буде значно меншим за розрахований ККД.

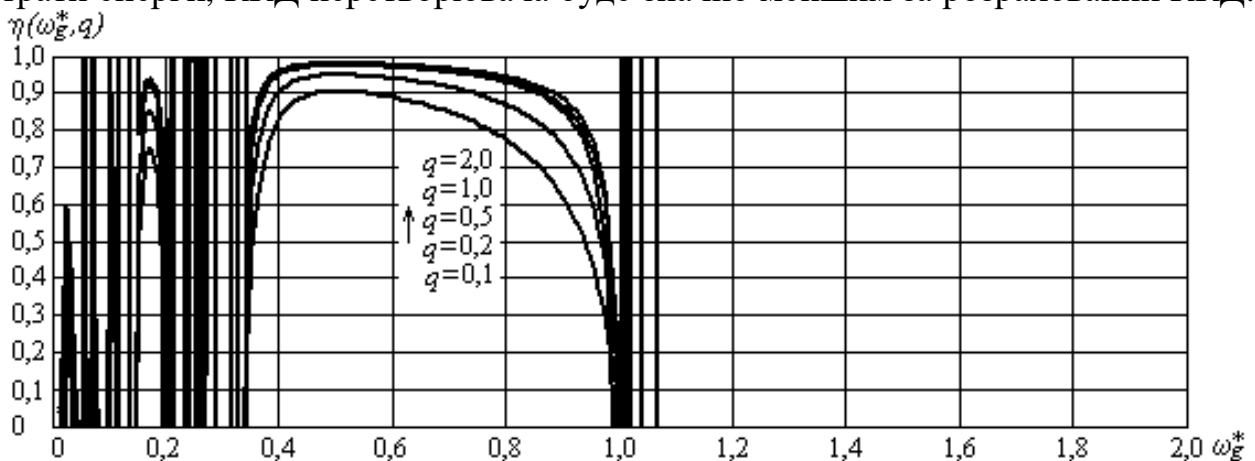


Рис.18. Характеристики ККД для ПКД-1

Далі на рис.19-рис.21 наведено сімейства характеристик РП для ВЧ-діапазону регулювання й для ПКД-2 при різних значеннях добротності контуру, відносної напруги споживача-навантаження і робочої частоти.

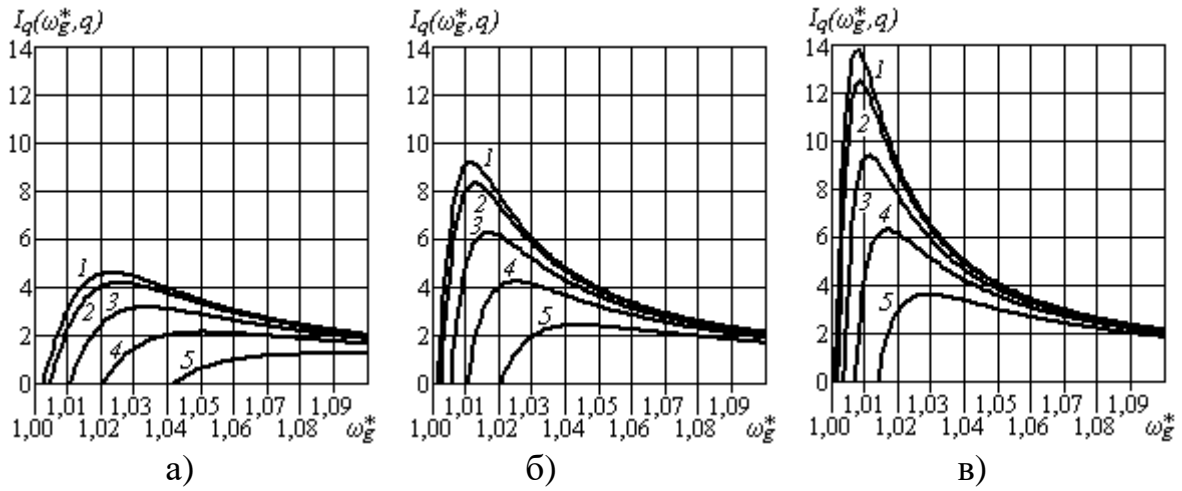


Рис.19. Регулювальні характеристики: а) $Q=25$, б) $Q=50$, в) $Q=75$. Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної напруги навантаження: $q=0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0$

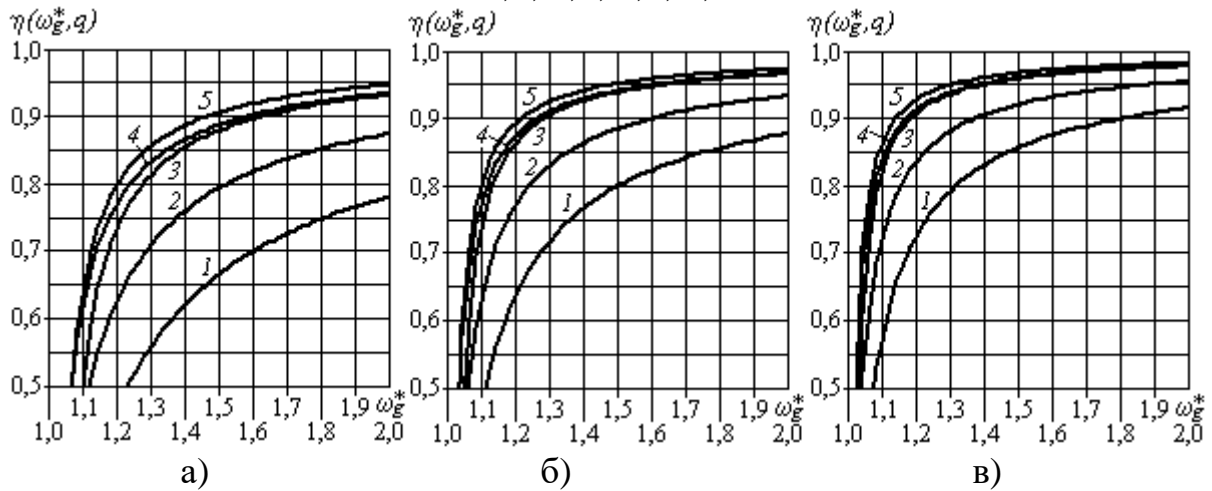


Рис.20. Характеристики ККД: а) $Q=25$, б) $Q=50$, в) $Q=75$. Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної напруги навантаження: $q=0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0$

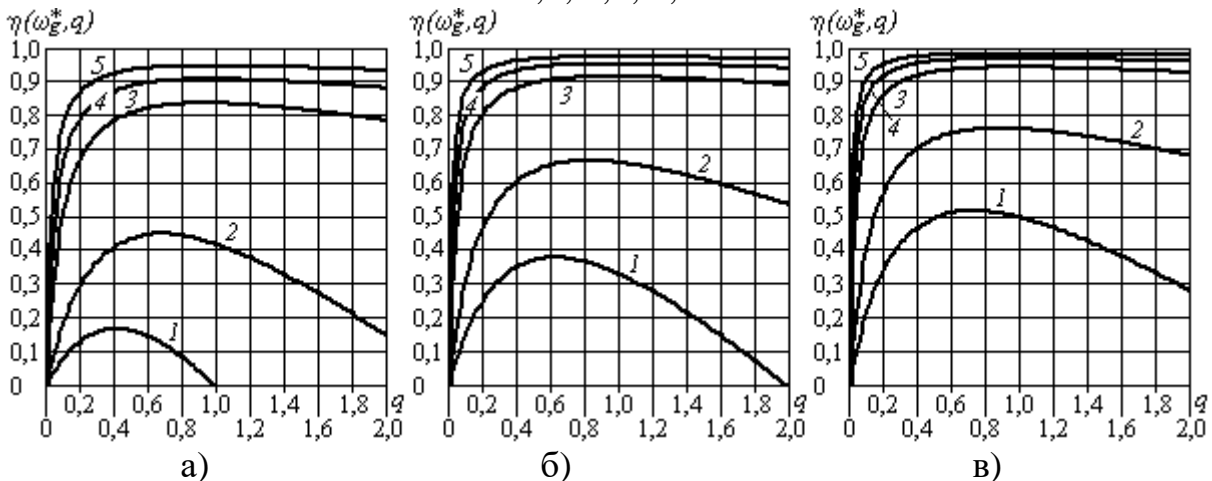


Рис.21. Характеристики ККД: а) $Q=25$, б) $Q=50$, в) $Q=75$. Криві 1-5 відповідають наступним значенням відносної частоти перетворення: $\omega_g^*=1,02; 1,05; 1,25; 1,50; 2,00$

Як видно із статичних характеристик на рис.19-рис.21, підвищення добротності контуру приводить до зростання їх максимальних значень, причому найбільше це проявляється на регулювальних характеристиках. Щодо діапазонів робочої частоти можна зазначити наступне. НЧ-діапазон найбільш прийнятний для РП з тиристорними інверторами і з діодними випрямлячами, оскільки струм вентиля змінює знак раніше завершення чергового імпульсу напруги і створюються умови для природного запирання тиристорів. Робота у ВЧ-діапазоні більш прийнятна для РП із транзисторними мостами. Фазове відставання резонансного струму надає можливість робити вмикання транзистора при зворотному стосовно його номінального напрямку провідності струмі. При цьому напруга на ньому буде близько до нуля за рахунок шунтування паралельним діодом.

Характеристики ККД на рис.20 дають змогу визначити частотний діапазон регулювання при збереженні значень ККД вище певного мінімально припустимого значення. Наприклад, ККД більш 0,95 при $Q=75$ і $q=1\dots 2$ забезпечується в діапазоні $\omega_g^* = 1,4\dots\infty$. Характеристики на рис.21 ілюструють наявність максимумів ККД для різних значень відносної напруги навантаження залежно від частоти перетворення. На основі цих даних можна сформулювати закон регулювання, у якому будуть значення частоти перетворення пов'язані з напругою навантаження для забезпечення максимального ККД у статичних режимах роботи перетворювача. Розраховані статичні характеристики РП сходяться з даними імітаційного моделювання силової схеми на комп'ютері, що підтверджує правильність розрахунків.

У шостому розділі виконано аналіз процесів РП експериментально-аналітичним методом, за допомогою якого враховано нелінійні характеристики силових елементів і підсхем РП. Розглянуто переваги експериментально-аналітичного методу та його розвиток, зроблено аналіз публікацій, огляд методів досліджень і постановка окремої проблеми дослідження РП, визначено особливості і концепції експериментально-аналітичних методів, обґрунтовано застосування даного методу для дослідження процесів в РП, сформульовано особливості запропонованого вдосконаленого експериментально-аналітичного методу, наведено структурну модель РП і моделі його підсхем, визначено параметри експериментальної моделі і наведено результати експериментів.

Експериментальну схему РП з двома резонансними контурами на рис.22, а складено з інвертора І, резонансного ланцюга (РЛ) з котушками індуктивності L_1 і L_2 , конденсаторів з ємностями C_1 і C_2 для компенсації паразитних індуктивностей, випрямляча В, фазозсуваючого фільтра ФЗФ, генератора Г. Вхід живлення РП підключений до напруги джерела енергії $u_s = U_{s0} + \Delta u_s$ з постійною U_{s0} та змінною Δu_s складовими, яке представляє випрямлену напругу мережі або інше джерело. Вихід РП підключено до споживача енергії – джерела постійної напруги U_q , яким представлена акумуляторна батарея, що приймає електроенергію і заряджається.

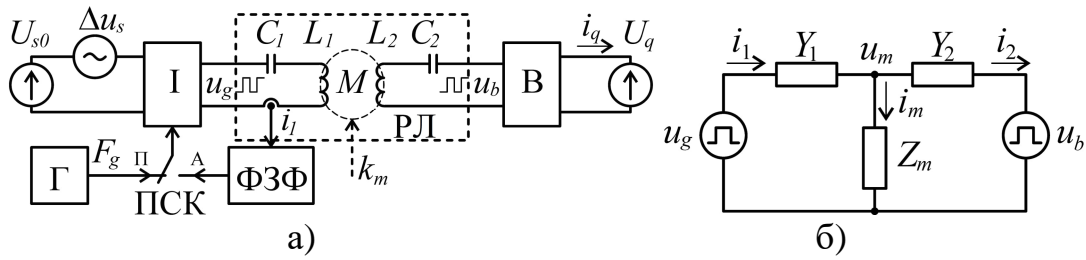


Рис.22. Схема дослідження динаміки резонансного перетворювача (а): І – інвертор, В – випрямляч, РЛ – резонансний ланцюг, Г – генератор, ПСК – перемикач сигналу керування з положеннями примусової генерації (П) і автогенерації (А), ФЗФ – фазозсуваючий фільтр; Т-подібна схема заміщення резонансної мережі (РЛ) (б): u_g – вихідна напруга інвертора, u_b – вхідна напруга випрямляча

В режимі заряджання наближені одна до одної котушки мають суттєву взаємну індуктивність M . Коефіцієнт магнітного зв'язку між котушками може змінюватися в широких межах в процесі моделювання $k_m = 0 \dots 1$. Інвертор І працює в двох режимах, які вмикаються перемикачем сигналу керування ПСК. Перший – режим примусової генерації з постійною частотою, другий – це режим автогенерації, при якому напруга керування інвертором створюється з сигналу датчику струму i_1 первинного контуру. Цей сигнал проходить через ФЗФ і подається на керування інвертором. Структура моделі РП пояснюється Т-подібною схемою заміщення РЛ на рис.22,б з джерелами змінних напруг на вході і виході схеми: u_g – вихідна напруга інвертора і u_b – вхідна напруга випрямляча. Провідності Y_1 і Y_2 містять в своєму складі активні опори, індуктивності і ємності. Опір Z_m складено з активних опорів і індуктивності.

Згідно зі схемою на рис.22,б маємо рівняння: $u_{Y1} = u_g - u_m$ і $u_{Y2} = u_m - u_b$, $i_m = i_1 - i_2$, яким відповідає блок-схема моделі РП на рис.23,а. Вхідними величинами є напруга живлення u_s і вихідна напруга U_q . Основною вихідною величиною є вихідний струм (струм споживача) i_q . Існують додаткові виходи для контролю струмів i_1 і i_2 первинного і вторинного контурів. На рис.23,б наведено структурну схему контурів РП з врахуванням коефіцієнту трансформації $n = \sqrt{L_1/L_2} = w_1/w_2$, де w_1 і w_2 – кількості витків котушок.

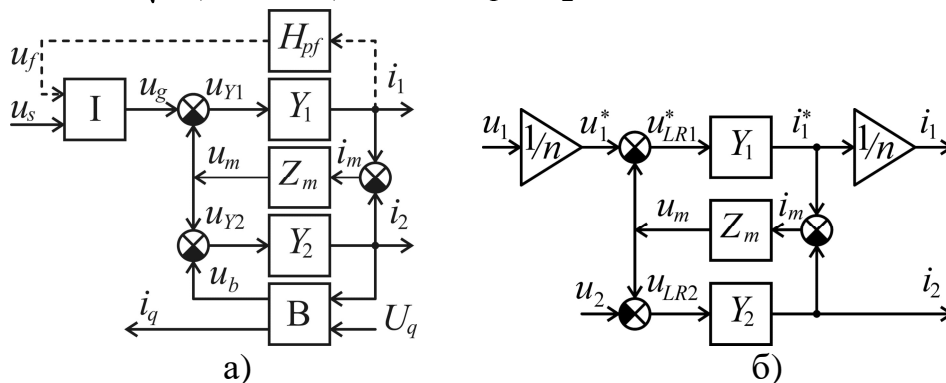


Рис.23. Блок-схема структурної моделі резонансного перетворювача (а) і первинного та вторинного контурів (б): І – інвертор, В – випрямляч

Процеси обох структурних моделей можна описати рівняннями наступного виду в операторній формі: $i_1(p)n = (u_1(p)/n - u_m(p))Y_1(p)$, $i_2(p) = (u_m(p) - u_2(p))Y_2(p)$, $u_m(p) = (i_1(p)n - i_2(p))Z_m(p)$ або в матричній формі $\mathbf{x} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}$,

(34)

$$\text{де: } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1(p) \\ i_2(p) \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1(p) \\ u_2(p) \end{bmatrix}; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -Z_m(p) \cdot Y_1(p) & Z_m(p) \cdot Y_1(p)/n \\ Z_m(p) \cdot Y_2(p)n & -Z_m(p) \cdot Y_2(p) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} Y_1(p)/n^2 & 0 \\ 0 & -Y_2(p) \end{bmatrix}. \text{ Розв'язком (34) є матрична передатна функція РП}$$

$$\mathbf{H}(p) = \mathbf{x} \cdot \mathbf{u}^{-1} = (\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} = \begin{bmatrix} H_{11}(p) & H_{12}(p) \\ H_{21}(p) & H_{22}(p) \end{bmatrix}, \text{ де:} \quad (35)$$

$$H_{11}(p) = \frac{1}{n^2} \cdot \frac{Y_1(p) \cdot (1 + Z_m(p) \cdot Y_2(p))}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_1(p)}{u_1(p)},$$

$u_1(p)$ і $u_2(p)$ – вхідні величини, $i_1(p)$ і $i_2(p)$ – вихідні величини, p – оператор Лапласа,

$$H_{12}(p) = -\frac{1}{n} \cdot \frac{Z_m(p) \cdot Y_1(p) \cdot Y_2(p)}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_1(p)}{u_2(p)},$$

$$Z_m(p) = \frac{pL_m}{pL_m/r_d + 1},$$

$$H_{21}(p) = \frac{1}{n} \cdot \frac{Z_m(p) \cdot Y_1(p) \cdot Y_2(p)}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_2(p)}{u_1(p)},$$

$$Y_1(p) = \frac{1/r_1}{pL_1/r_1 + 1}, Y_2(p)$$

$$H_{22}(p) = -\frac{Y_2(p) \cdot (1 + Z_m(p) \cdot Y_1(p))}{1 + Z_m(p) \cdot (Y_1(p) + Y_2(p))} = \frac{i_2(p)}{u_2(p)},$$

буде подібним до $Y_1(p)$.

$$Y(p) = \mathbf{H}_1(p) = pC / ((p/\omega_0)^2 + p/Q\omega_0 + 1),$$

Експериментальна частина досліджень виконувалась в пакеті *Matlab* з використанням системи імітаційного моделювання *Simulink* і додатку *Ident GUI* із розділу *System Identification Toolbox*. Структурна модель РП реалізована як *Simulink*-модель на рис.24 згідно зі схемами на рис.23. Параметри структурної моделі РП: номінальна напруга живлення $U_{s0}=1$ В; вихідна напруга $U_q=0.5$ В; частота генератора інвертора $F_g=1$ Гц; коефіцієнт трансформації $n=1$; індуктивність котушок $L_{1,2}=1.27$ Гн; ємність конденсаторів $C_{1,2}=2$ Ф; опір втрат $r_{1,2}=0.0159$ Ом; добротність кожного послідовного *RLC*-ланцюга $Q_{1,2} \approx 5$. При $k_m=0.99$ індуктивність розсіювання складає $L_{s1}=L_{s2}=0.0127$ Гн і частота резонансу *RLC*-ланцюга складає $f_0 \approx 1$ Гц, частота вільних коливань $f_1 \approx 0.994$ Гц, хвильовий опір $\rho_{1,2}=0.08$ Ом. Реальні значення коефіцієнту магнітного зв'язку для зарядних систем транспортних засобів $k_m=0.7-0.85$, для зарядних систем з магнітними роз'їмами $k_m=0.95-0.995$. Параметри РЛ можна масштабувати для нових значень величин (штрихом відмічено нові значення): для напруги живлення $L'_{1,2} = U'_{s0}L_{1,2}$, $C'_{1,2} = C_{1,2}/U'_{s0}$, $r'_{1,2} = U'_{s0}r_{1,2}$, для іншої робочої частоти $L'_{1,2} = L_{1,2}/f'_g$, $C'_{1,2} = C_{1,2}/f'_g$ і для іншого номінального вихідного струму $L'_{1,2} = L_{1,2}/k_I$, $C'_{1,2} = k_I C_{1,2}$, $r'_{1,2} = r_{1,2}/k_I$, де k_I – коефіцієнт зміни номінального вихідного струму.

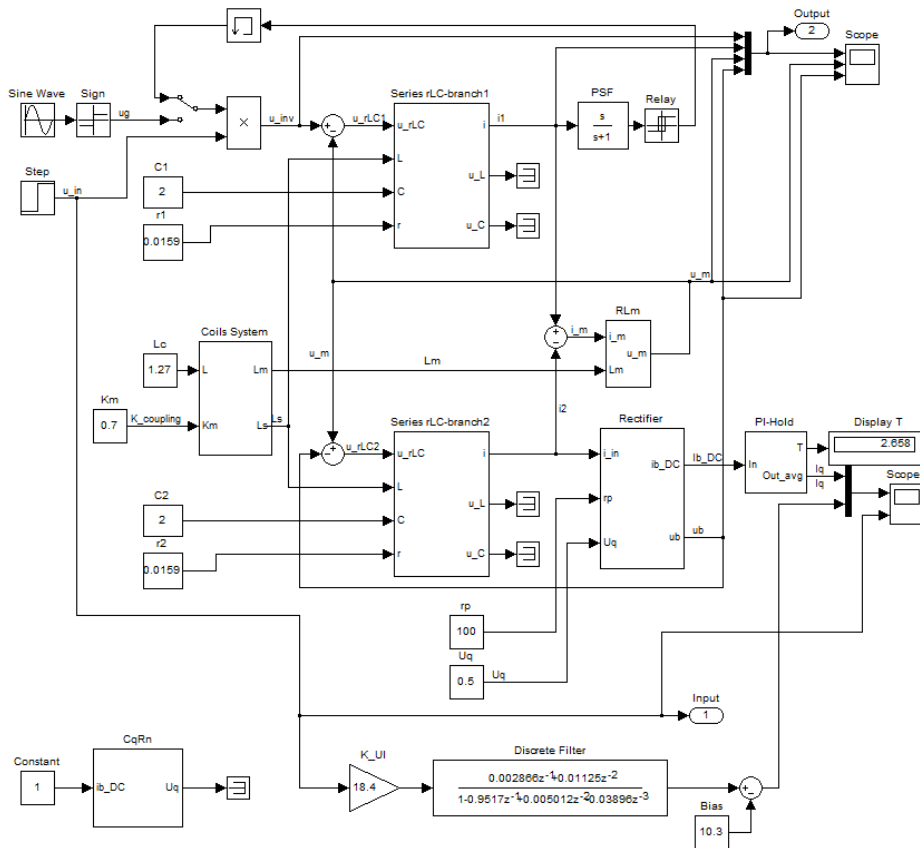


Рис.24. Схема *Simulink*-моделі резонансного перетворювача з фіксатором поточного середнього значення *Pi-Hold*

В ході експериментальних досліджень було отримано ряд статичних і динамічних характеристик. Нижче наведено деякі статичні характеристики, дані для яких отримано з ділянок даних, де процеси набували стаціонарний характер, і потім визначено як середні значення з декількох експериментів. Характеристики визначено при постійній вихідній напрузі $U_q^* = 0.5$. Величини напруг на характеристиках наведено у відносних до номінальних значень одиницях. На рис.25,а наведені передатні характеристики РП по живленню – залежність вихідного струму від напруги живлення $I_q(U_s) \Big|_{U_q = \text{const}}$ в робочому діапазоні напруги живлення при постійній вихідній напрузі. На рис.24,б наведені залежності робочої частоти РП в режимі автогенерації від коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками $F_g(k_m) \Big|_{U_q = \text{const}}$ для різних сталей часу фазозсуваючого фільтру. На статичних характеристиках кільцями відмічено експериментальні точки величин-аргументів, в яких вираховано середні значення величин згідно даних ряду експериментів зі структурною моделлю РП. На рис.26 наведені залежності вихідного струму від коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками $I_q(k_m) \Big|_{U_q = \text{const}}$ для режиму примусової генерації (А) і для режиму автогенерації (В, С) з різними сталими часу фазозсуваючого фільтру і з різними значеннями напруги живлення (криві 1 та 2).

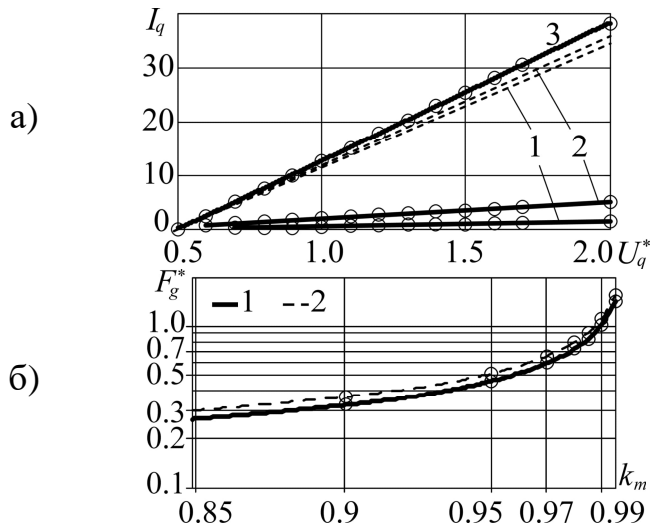


Рис.25. а) передатні характеристики $I_q(U_s)$ для $k_m=0.95$ (1), 0.97 (2), 0.99 (3). Суцільні лінії – режим примусової генерації, пунктирні – режим автогенерації. б) залежності частоти автогенерації резонансного перетворювача від коефіцієнту магнітного зв'язку: 1 – $\tau_{pf}=1.0$ с, – $\tau_{pf}=0.2$ с

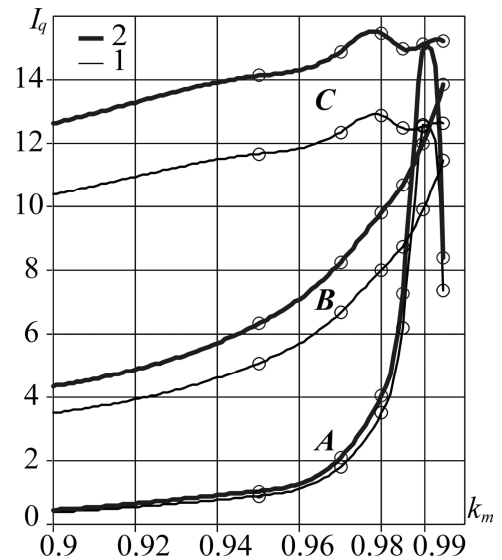


Рис.26. Графіки залежностей вихідного струму від коефіцієнту магнітного зв'язку: А – для примусової генерації з частотою $F_g=1$ Гц, В – для автогенерації з $\tau_{pf}=0.2$ с, С – для автогенерації з $\tau_{pf}=1.0$ с, 1 – $U_s^*=1$, 2 – $U_s^*=1.1$

На рис.27 наведено нормовані перехідні характеристики структурної моделі РП і передатні функції вихідної моделі, зняті при $\Delta U_s^*=0.1$, $U_q^*=0.5$ для декількох значень коефіцієнту магнітного зв'язку k_m між котушками. Нормовані передатні функції типу $arx441$ отримано в результаті автоматизованої ідентифікації за методом найменших квадратів в *Ident GUI*, нижче записано коефіцієнти магнітного зв'язку і критерії відхилень для режиму примусової генерації з $F_g=1$ Гц:

$$H(q) = \frac{-0.0003613q^{-1} + 1.108q^{-2} + 2.333q^{-3} + 1.232q^{-4}}{1 + 2.062q^{-1} + 1.365q^{-2} + 0.24q^{-3} + 0.005785q^{-4}}, \quad (36)$$

де $k_m=0.7$, $LF=1.79574e-006$, $FPE=1.94233e-006$,

$$H(q) = \frac{0.001387q^{-1} + 0.8723q^{-2} + 1.817q^{-3} + 1.01q^{-4}}{1 + 1.39q^{-1} + 0.8062q^{-2} + 0.4463q^{-3} + 0.05838q^{-4}}, \quad (37)$$

де $k_m=0.95$, $LF=8.39577e-006$, $FPE=9.03851e-006$,

$$H(q) = \frac{0.0007292q^{-1} + 0.1354q^{-2} + 0.3375q^{-3} + 0.2565q^{-4}}{1 + 0.7763q^{-1} - 0.7749q^{-2} - 0.4494q^{-3} + 0.1483q^{-4}}, \quad (38)$$

де $k_m=0.99$, $LF=2.10871e-006$, $FPE=2.25351e-006$.

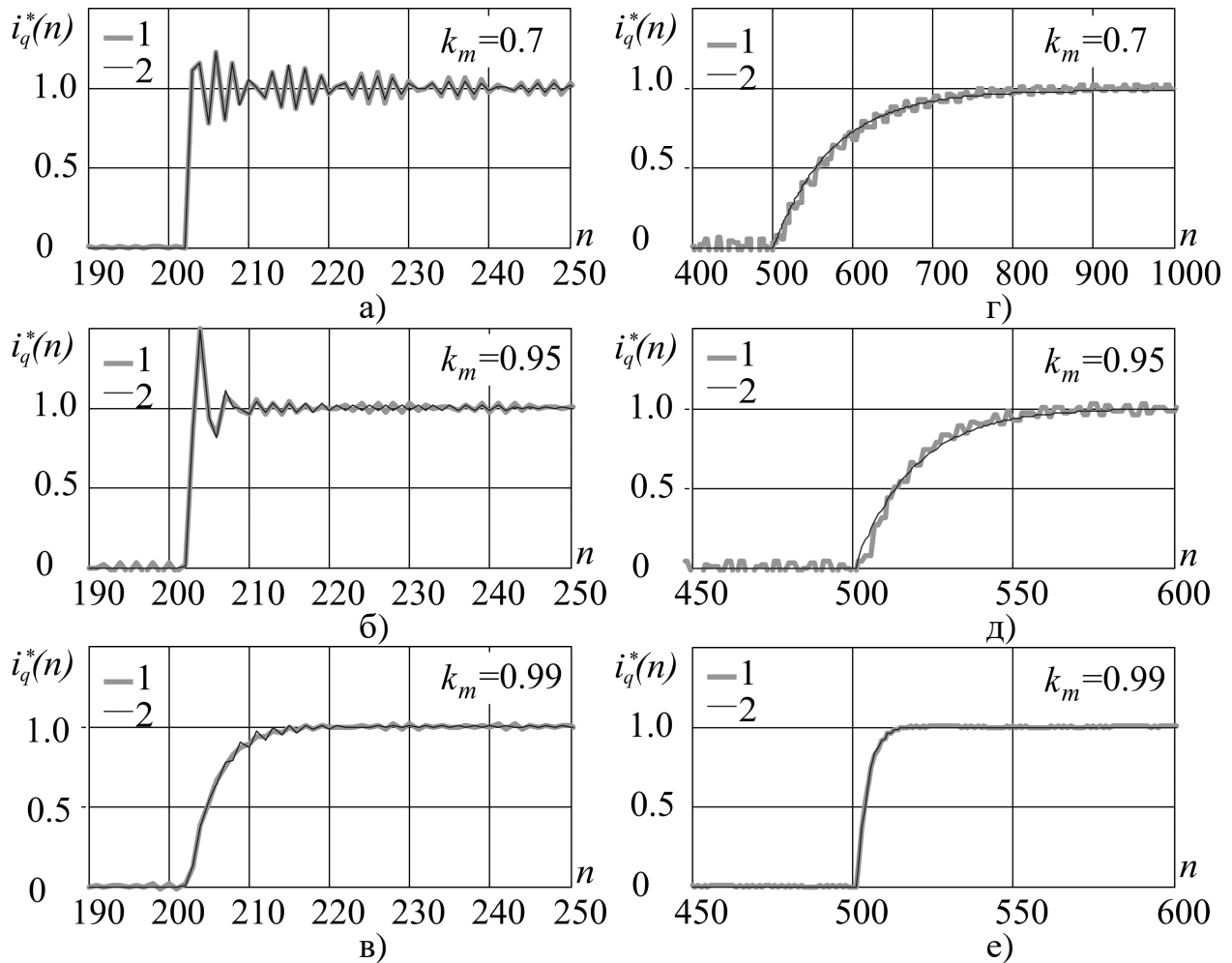


Рис.27. Перехідні характеристики структурної моделі резонансного перетворювача і вихідної моделі: а-в – для режиму примусової генерації, г-е – для режиму автогенерації: 1 – вихідний сигнал структурної моделі резонансного перетворювача, 2 – вихідний сигнал вихідної моделі

Вдосконалений експериментально-аналітичний метод досліджень процесів в РП надає такі можливості:

- Побудувати динамічні моделі РП як об'єкта управління на основі моделей різних типів і для нестационарних режимів роботи. В порівнянні з використанням схемної моделі РП це дозволяє визначити взаємозв'язки між параметрами елементів силової схеми і динамічними характеристиками.
- Обійти труднощі аналітичного визначення динамічних характеристик і передатних функцій перетворювача, оскільки їх визначення аналітичним шляхом більш складне і в результаті вийдуть занадто громіздкі математичні вирази. В той й же час визначення похідних математичних моделей для простіших структурних складових підсхем перетворювача не викликає труднощів.
- Отримати еквівалентні передатні функції РП меншого порядку, ніж передатні функції, які можуть бути отримані аналітичними методами при розв'язанні рівнянь математичної моделі за допомогою теоретичних методів.

У цьому розділі наведено практичну реалізацію РП, призначеного для підтвердження результатів теоретичних досліджень, а саме розглянуто конструкцію експериментального LLC-резонансного перетворювача, надано результати експериментальної перевірки, побудовано експериментальні характеристики і порівняно с розрахованими, наведено імітаційну модель РП на основі математичної моделі, створеної методом суперпозиції, для порівняння результатів моделювання з даними натурних експериментів, наведено опис нелінійного ПІД-регулятора системи управління РП.

Експериментальний РП побудовано на основі мікросхеми напівмостового інвертора типу FSFR2100 фірми Farchild і має наступні характеристики: напруга живлення 185-300 В, 50 Гц; номінальна потужність 200 Вт і 300 Вт; вихідна напруга 12-15 В і 22-32 В, номінальні значення 12 В і 24 В; ККД всього перетворювача до 90%, максимальна температура навколишнього середовища 45°C. Експериментальний РП змонтовано на печатній платі зі склотекстоліту (рис.28).

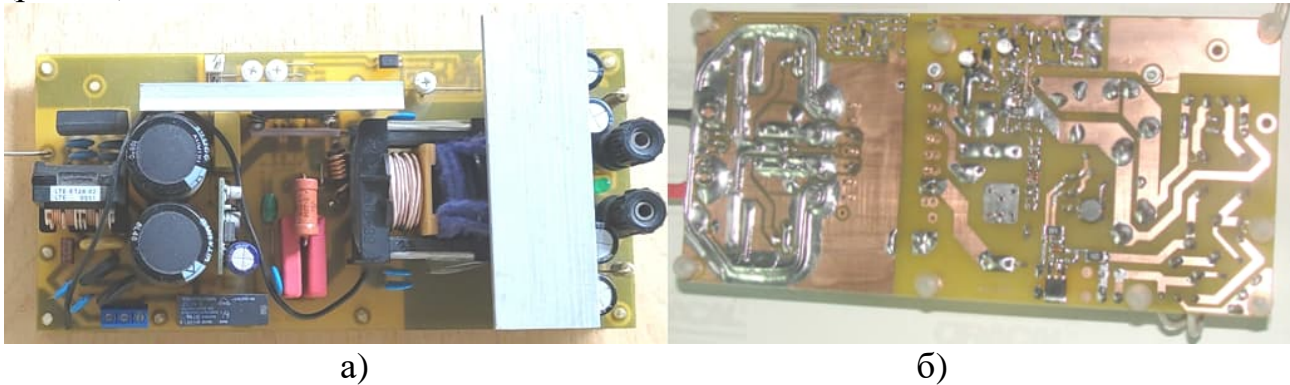


Рис.28. а) зовнішній вигляд експериментального резонансного перетворювача
б) вид знизу плати

Нижче наведено приклади експериментальних осцилограм вихідної напруги і струму інвертора даного РП при холостому ході, коли РП працює в релейному режимі, і на навантаженні, близькому до максимального.

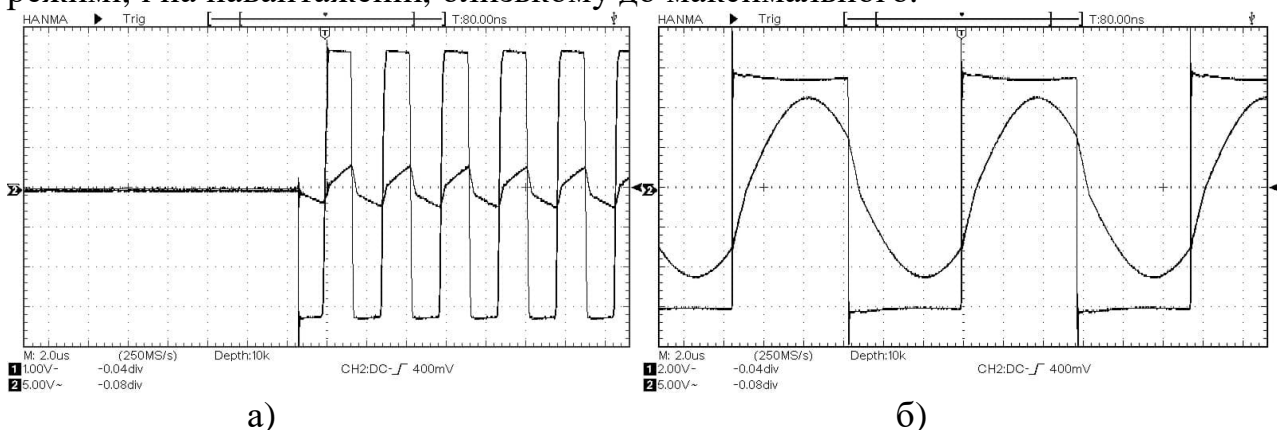


Рис.29. Осцилограми вихідної напруги і струму інвертору експериментального РП при: а) $I_n = 0\text{A}$, $U_n = 13,5\text{В}$; б) $I_n = 23,5\text{A}$, $U_n = 12,88\text{В}$

На рис.30,а,б наведені сімейства частотних характеристик, розрахованих методом суперпозиції, на яких визначено точки регульовальних частотних характеристик (круглі мітки) в частотах узгодження f_{noz} фаз еквівалентних генераторів.

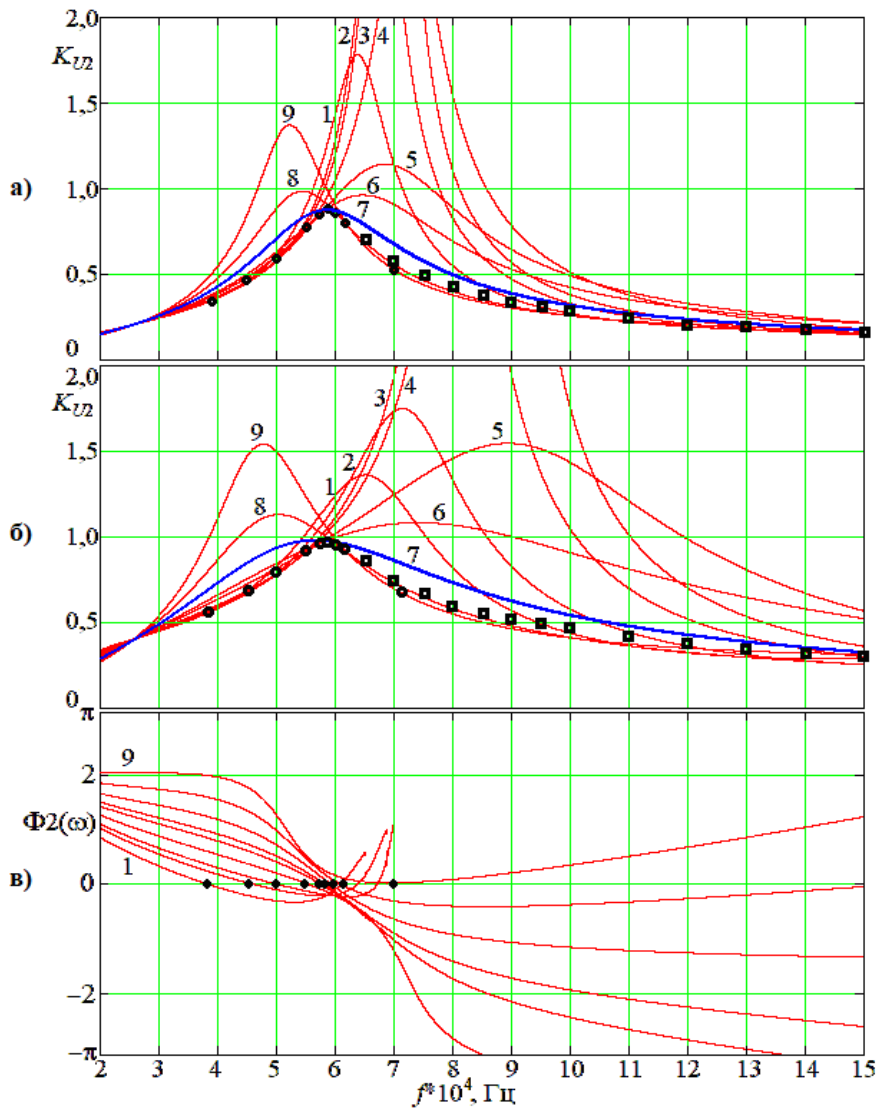


Рис.30.

Характеристики силовій схеми РП, розраховані методом суперпозиції:
 а) і б) регулювальні частотні характеристики для $R_n=0,25$ Ом і $0,5$ Ом;
 в) фазові характеристики чотирьохполуснику схеми заміщення;
 круглі мітки – розрахункові дані; квадратні мітки – експериментальні дані з відхиленням від теоретично розрахованих даних не більше 5%

Таблиця 4. Дані до графіків на рис.30

Графіки	1	2	3	4	5	6	7	8	9
γ_v	-1,00	-0,80	-0,70	-0,50	-0,30	-0,20	0	0,25	0,50
f_{noz} , кГц	38	45	50	55	57	58	60	62	70

Регулювальну частотну характеристику визначено з множини розрахованих частотних характеристик 1-9 на рис.30,а,б як лінію, що поєднує точки цих характеристик на частотах перетину нуля відповідними фазовими характеристиками 1-9 на рис.30,в. Як видно, характеристики, що розраховані комплексним методом (графіки 7), проходять вище характеристик, розрахованих методом суперпозиції (серія круглих міток і вся нижня межа графіків 1-9). Експериментальні точки розташовано здебільшого між розрахованими характеристиками ближче до розрахованої за методом суперпозиції. Це говорить про більшу сходиність результатів, отриманих методом суперпозиції, з результатами експериментів, ніж розрахованих по першим гармонікам коливань. Можна припустити, що запропонований метод суперпозиції дає точніші результати в широкому діапазоні робочих частот, оскільки на відміну від методів першої гармоніки враховує додаткові фазові зсуви і вищі гармоніки коливань.

ВИСНОВКИ

1. На основі огляду існуючих розрахункових методів вдосконалено метод суперпозиції, який відрізняється новим підходом до визначення складових процесів резонансних перетворювачів на основі монотонних ступінчастих функцій і дав змогу щонайменше наполовину скоротити розрахунки в порівнянні з класичним методом розрахунків перехідних процесів.

2. Вперше запропоновано нову лінеаризовану математичну модель резонансного перетворювача для миттєвих величин, яка враховує різні алгоритми комутації вентилів при визначенні параметрів квазіусталених процесів силової схеми резонансного перетворювача.

3. Вперше запропоновано нові дискретні динамічні моделі резонансного перетворювача, які відрізняються від відомих визначенням імпульсних функцій еквівалентної дискретної системи із перехідних функцій пасивної частини силової схеми і за допомогою яких отримано передатні функції резонансних перетворювачів як об'єктів керування.

4. Отримав подальший розвиток експериментально-аналітичний метод дослідження для визначення параметрів динамічної моделі резонансного перетворювача в часті скорочення невизначеності початкової експериментальної моделі за рахунок побудови структурних моделей підсхем резонансного перетворювача з врахуванням нелінійності елементів його силової схеми.

5. Розроблено комбінований метод аналізу квазіусталених процесів резонансного перетворювача на основі суміщення принципів суперпозиції і припасування розв'язків, з використанням якого шляхом побудови функцій стаціонарного струму контуру отримано розрахункові вирази статичних характеристик для різних алгоритмів комутації і робочих областей регулюючих величин.

6. Визначено нові залежності між регулюючими величинами, параметрами силових схем і вихідними величинами резонансного перетворювача, які дали можливість узгодити фази еквівалентних генераторів з фазою коливань струму резонансного контуру і встановити умови подібності розрахованих процесів процесам реального резонансного перетворювача, а також побудувати сімейства його статичних та динамічних характеристик.

7. С застосуванням розроблених математичних моделей було створено адаптивний цифровий регулятор вихідних величин резонансного перетворювача, з яким підвищено в 1,5 разів швидкість регулювання і збільшено запас стійкості по фазі в порівнянні з резонансним перетворювачем під керуванням автоматичного регулятора зі сталими параметрами.

8. Експериментальна перевірка результатів теоретичних досліджень доводить правильність теоретичних розрахунків подібністю графіків теоретичних і експериментальних залежностей а також збіжністю теоретичних і експериментальних даних з точністю не гірше 10% в діапазонах проведення експериментів.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів: монографія / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський, – Миколаїв: НУК, 2013. – 372 с. (Особистий внесок – огляд способів регулювання, систематизація варіантів комутації, математичний опис процесів при широтно-частотному регулюванні, математична модель активного резонансного контуру)
2. Високочастотні резонансні перетворювачі постійної та змінної напруги» монографія / Г.В. Павлов, І.Л. Вінниченко, М.В. Покровський, А.В. Обрубов. – Миколаїв: видавець Торубара В.В., 2020. – 205 с. (Особистий внесок – визначення математичних залежностей для розрахунків статичних характеристик при релейному регулюванні і математична модель резонансного дволанкового перетворювача частоти)
3. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Энергетические характеристики преобразователя с резонансным контуром // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. – Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 6. – 2006. – С. 68-71- 0,7 др. арк. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності ККД.
4. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В., Пекер Б.Н. Исследование низкочастотных автоколебаний в преобразователе с последовательным резонансным контуром // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 8. – 2006. – С. 46-49 – 0,7 др. арк. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив рівняння стійкості для резонансної схеми.
5. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Особенности управления транзистором однотактного квазирезонансного инвертора // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая электроника та енергоефективність”. – Київ: ІЕД НАНУ. Ч. II. – 2006. – С. 7-10 – 0,5 др. арк. (Фахове видання) Особистий внесок – реалізував закон управління транзистором для дотримання оптимальних умов комутації.
6. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Система широтно-частотного управления резонансным преобразователем // Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая электроника та енергоефективність”. – Київ: ІЕД НАНУ. Ч. III. – 2006. – С. 59-62 – 0,7 др. арк. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив структуру і закон регулювання широтно-частотної системи регулювання.
7. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Динамическая модель резонансного преобразователя с фазовым регулированием. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силовая электроника та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. I. – 2007. - С. 88-91. (Фахове видання) Особистий внесок – розрахував динамічні характеристики та виконав структурне моделювання системи управління резонансного перетворювача.
8. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Математическая модель последовательно-параллельного резонансного

преобразователя с фазовым регулированием. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силова електроніка та енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. III. – 2007. - С. 86-91. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив структуру системи керування, імітаційні моделі та провів експерименти для перевірки математичної моделі.

9. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Резонансный преобразователь постоянного напряжения с фазовым регулированием // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Силовая электроника і енергоефективність”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 1. – 2008. - С. 14-19. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив схемотехнічні рішення для експериментальної перевірки теоретичних результатів.

10. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В., Пекер Б.Н. Применение нечеткой логики в управлении резонансным преобразователем с фазовым регулированием// Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 3. – 2008. - С. 12-15. (Фахове видання) Особистий внесок – розробка нечіткого регулятора і модельні експерименти.

11. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Исследование динамики резонансного преобразователя с фазовым регулированием // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск “Проблеми сучасної електротехніки”. Київ: ІЕД НАНУ. Ч. 6. – 2008. - С. 42-47. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунку динамічних характеристик.

12. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Расчет характеристик последовательно-резонансного преобразователя с релейным регулированием.// Вісник НУК. – Миколаїв, 2008. – 0,65 др. арк.(15 стор) (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунку регулювальних характеристик.

13. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Математическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Вісник НУК. – Миколаїв, 2009. – 0,65 др. арк.(14 стор) (Фахове видання) Особистий внесок – розробив імітаційні моделі та провів експерименти для перевірки математичної моделі.

14. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Динамическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Вісник НУК. – Миколаїв, 2009. – 0,65 др. арк.(14 стор) (Фахове видання) Особистий внесок – розрахував динамічні характеристики та виконав моделювання системи управління резонансного перетворювача.

15. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Регулирование выходного напряжения резонансного преобразователя с использованием нечеткой логики.// Збірник наукових праць НУК. – Миколаїв: НУК, 2009. – №6 (429). - с. 142-177. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив структуру та функції приналежності нечіткого регулятора.

16. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Оптимізація комутації ключа високовольтного квазірезонансного перетворювача.// Вісник НУК (ел. зб). – Миколаїв, 2009. – 0,7 др. арк. (16 стор). (Фахове видання) Особистий внесок –

розробив та реалізував схемотехнічні рішення резонансного перетворювача з оптимальними умовами комутації силового транзистора.

17. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Расчет характеристик последовательно - резонансного преобразователя с релейным регулированием.// Електр. видання «Вісник НУК», №1, 2010. – с.78-86. (Фахове видання) Особистий внесок – розрахував регулювальні характеристики.

18. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровский М.В., Никитина Е.В. Математическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Зб. наук. праць НУК. – Миколаїв: НУК, 2010. – № 1 (430).- С. 117-125. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив імітаційні моделі та провів експерименти для перевірки математичної моделі.

19. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Динамическая модель резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием.// Електронне видання «Вісник НУК», №3, 2010. – Миколаїв: НУК, 2010. (Фахове видання) Особистий внесок – динамічні характеристики та виконав структурне моделювання системи управління резонансного перетворювача.

20. Павлов Г.В., Покровский М.В., Обрубов А.В., Щербинин Т.В. Перспективы совершенствования релейного способа регулирования резонансных преобразователей.// Електр. видання «Вісник НУК», №2, 2010. - с. 89-97. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунків регулювальних характеристик.

21. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Нікітіна О.В., Покровский М.В. Высоковольтный квазирезонансный перетворювач зі змінною амплітудою вихідних імпульсів// Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка і енергоефективність”. - Київ: ІЕД НАНУ, 2010. – Ч.3. - С 84 - 87. (Фахове видання) Особистий внесок – побудував математичну модель перетворювача і розробив схемотехнічні рішення.

22. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В., Щербинин Т.В. Сравнение характеристик резонансных преобразователей при различных способах регулирования с использованием имитационных моделей// Технічна електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка і енергоефективність”. - Київ: ІЕД НАНУ, 2010. - Ч.1. – С. 97 – 102. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунків характеристик широтно-частотного способу регулювання.

23. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Энергоэффективность резонансно-импульсного инвертора напряжения // Електронне видання «Вісник НУК», 2013, 0.2 др.арк. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив математичну модель перетворювача і залежності для розрахунку ККД.

24. Павлов Г. В. Метод обобщенного анализа стационарных процессов резонансных преобразователей [електронний ресурс] / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, И.Л. Винниченко / Вісник НУК, вип. 3, 2014. Режим доступу: <http://evn.nuos.edu.ua/article/view/48925/45153> (Фахове видання) Особистий внесок – розробив метод визначення параметрів стаціонарних процесів.

25. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Никитина Е.В. Исследование статических характеристик резонансного преобразователя методом комбинирования составляющих тока контура // Сборник научных трудов НУК 3, 2014, с. 47-56. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив залежності для розрахунків статичних характеристик при різних алгоритмах комутації ключів.

26. Павлов Г. В. Преобразователь частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным управлением [текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко / Вісник НТУ "ХП", вип. 12 (1121), 2015, с. 490-494. (Фахове видання категорії "Б") Особистий внесок – імітаційне моделювання інвертора.

27. Павлов, Г. В. Электромагнитные процессы и параметры накопительных элементов в резонансном инверторе с нелинейным регулированием [Текст] / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, И.Л. Винниченко / «Судостроение и морская инфраструктура». — Николаев: НУК, 2015. — №2 (4). — С. 96 – 107. (Фахове видання категорії "Б") Особистий внесок – розробив схемотехнічні рішення для експериментальної перевірки теоретичних результатів.

28. Павлов Г.В. Нелинейное управление резонансным инвертором преобразователя частоты / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. - 2015. - Вип. 42. - С. 96-101. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED_2015_42_22. (Фахове видання категорії "Б") Особистий внесок – імітаційні моделі та експерименти моделювання.

29. Павлов Г. В. Резонансный преобразователь с дозированной передачей энергии для низковольтных сетей распределенного питания / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко // Технічна електродинаміка. – 2016. – № 4. – С. 38-40. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED_2016_4_13. (Фахове видання, **Scopus**) Особистий внесок – розробив математичну модель.

30. Павлов Г. В. Преобразователь частоты с пониженным коэффициентом гармоник выходного напряжения / Г. В. Павлов, И. Л. Винниченко, А. В. Обрубов // Технічна електродинаміка. – 2016. – № 5. – С. 14-16. – Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/TED_2016_5_4. (Фахове видання, **Scopus**) Особистий внесок – часові характеристики та експерименти моделювання.

31. Electromagnetic processes in the power section of the series-to-series resonant converter for contactless inductive energy transfer / Н. V. Pavlov, A. V. Obrubov, M. V. Pokrovskiy, I. L. Vinnichenko // Shipbuilding & Marine Infrastructure. – 2017. – № 2(8). – P. 70–76. (Фахове видання категорії "Б") Особистий внесок – залежності для побудови характеристик перетворювачів.

32. Pavlov, G., Obrubov, A., & Vinnichenko, I. (2022). Optimizing the operation of charging self-generating resonant inverters. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 1(5(115)), 23–34. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.252148> (Фахове видання категорії "А", **Scopus**, Q2) Особистий внесок – визначив структури та залежності параметрів резонансних перетворювачів з автогенерацією.

33. Pavlov, G., Obrubov, A., & Vinnichenko, I. (2022). Determining the dynamic model of the charging resonant converter with inductive coupling by an experimental-analytical method. Eastern-European Journal of Enterprise

Technologies, 4(8 (118), 17–28. <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2022.263526> (Фахове видання категорії "А", **Scopus**, Q2) Особистий внесок – вдосконалив експериментально-аналітичний метод дослідження.

34. Павлов Г.В. Резонансні перетворювачі в енергоефективних електротехнічних системах / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков // Енергозбереження, енергетика, енергоаудит. Спец. Випуск. Т. 1. – 2014. – № 9. – С. 13–23. (Фахове видання) Особистий внесок – визначив математичну модель і залежності ККД.

35. Павлов Г. В., Обрубков А. В. Резонансні перетворювачі в енергоефективних електротехнічних системах // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. 2016. №3 (146). – С. 2–12. (Фахове видання) Особистий внесок – розробив схемотехнічні рішення і перетворювач з декількома джерелами енергії.

36. Павлов Г. В., Обрубков А. В. Синтез резонансных преобразователей переменного напряжения // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. 2016. №5 (148). – С. 15-21. (Фахове видання) Особистий внесок – запропонував метод синтезу схем резонансних перетворювачів.

37. Пат. 45315 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги /Покровський М.В., Павлов Г.В., Обрубков А.В., Нікітіна О.В., Щербинін Т.В. Опубл. 10.11.2009. Бюл. №21. Особистий внесок – побудова імітаційних моделей.

38. Пат. 53708. Україна. Система управління резонансним перетворювачем постійної напруги. / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 18.05.2010; Опубл. 11.10.2010, Бюл. № 19. Особистий внесок – експерименти з системою управління.

39. Пат. 55633 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів резонансного перетворювача постійної напруги. /Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 20.04.2011; Опубл. 27.12.2010, Бюл. № 24/2010. Особистий внесок – побудова імітаційних моделей.

40. Пат. 57106 Україна. Система керування резонансним перетворювачем постійної напруги на основі нечіткої логіки. / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 19.07.2010; Опубл. 10.02.2011, Бюл. № 3. Особистий внесок – модель нечіткого регулятора.

41. Пат. 61026 Україна. Система управління резонансним перетворювачем постійної напруги./Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 15.11.2010; Опубл. 11.07.2011, Бюл. № 13. Особистий внесок – експериментальна схема і випробування.

42. Пат. 61045 Україна. Перетворювач зварювальний. /Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 23.11.2010; Опубл. 11.07.2011, Бюл. № 13. Особистий внесок – розробка схеми управління.

43. Пат. 65447 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги. / Г.В. Павлов, А.В. Обрубков, М.В. Покровський, О.В. Нікітіна, Т.В. Щербинін. – Заявл. 20.04.2011; Опубл. 12.12.2011, Бюл. № 23. Особистий внесок – розробка імітаційних моделей системи управління та експерименти.

44. Пат. 133960 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів резонансного перетворювача електроенергії, що забезпечує рекуперацію енергії постійного струму до джерела енергії / Павлов Г.В., Покровський М.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. – Заявл. 30.11.2018. Опубл. 25.04.2019, бюл. № 8/2019. Особистий внесок – теоретичні дослідження процесів схеми.

45. Пат. 107219 Україна. Спосіб регулювання вихідних параметрів послідовно-резонансного перетворювача постійної напруги / Павлов Г.В., Покровський М.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. – Заявл. 30.11.2015. Опубл. 25.05.2016, бюл. 10/2016. Особистий внесок – побудова імітаційних моделей.

46. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Покровський М.В., Никитина Е.В. Исследование характеристик последовательно-параллельного резонансного преобразователя с фазо-частотным регулированием. – Матеріали “ПАЕТЗ-2007” – Миколаїв: ІАЕ НУК, 2007. – С. 143-149. Особистий внесок – визначення розрахункових залежностей статичних характеристик.

47. Обрубов А.В., Махнов А.О. Применение нечеткой логики в управлении резонансным преобразователем с фазовым регулированием. – Матеріали Всеукр. НТК студ., асп. і мол. вчених з міжнар. участю “ІКСК-2008”–Миколаїв: ІАЕ НУК. – 30-34сс. Особистий внесок – розробка нечіткого регулятора.

48. Павлов Г.В., Никитина Е.В., Обрубов А.В. Энергосберегающие технологии в преобразовательной технике на основе резонансных инверторов.// Матеріали І МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». - Миколаїв: НУК, 2010. – С. 397-399. Особистий внесок – порівняльний аналіз особливостей і параметрів різних типів імпульсних перетворювачів електроенергії.

49. Павлов Г.В., Обрубов А.В. Синтез резонансных преобразователей переменного напряжения // Проблемы электрообладнання та автоматики транспортних засобів: Матеріали Всеукраїнської НТК з між нар. участю «ПАЕТЗ:2013».– Миколаїв: НУК, 2013. – сс. 56-60. Особистий внесок – математичний опис схем зі змінними алгоритмами комутації вентилів.

50. Павлов Г.В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [ел. рес.] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко. / Інновації в суднобудуванні та океанотехніці: Матеріали V міжнародної науково технічної конференції – Миколаїв: НУК, 2014. – С. 342-343. Особистий внесок – моделювання та систематизація результатів експериментів.

51. Обрубов А.В., Резонансный преобразователь переменного напряжения систем бесперебойного питания // Проблемы электрообладнання та автоматики транспортних засобів: Матеріали Всеукраїнської НТК з між нар. участю «ПАЕТЗ:2014».– Миколаїв: НУК, 2014. – сс. 95-103.

52. Обрубов А.В., Обрубова К.А., Концепция локальной системы бесперебойного питания // Матеріали всеукраїнської НТК з міжнародною участю "Автоматика та електротехніка-2014", – Миколаїв: НУК, 2014. – сс. 56-60. Особистий внесок – розробка низьковольтних безперебійних систем живлення.

53. Павлов Г. В. Анализ структур силовой части систем бесперебойного питания [ел. рес.] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И. Л. Винниченко. / Інновації в суднобудуванні та океанотехніці (підсумки V міжнародної науково-технічної

конференції), 2015. – сс. 343-344. Особистий внесок – порівняльний аналіз параметрів силових схем резонансних перетворювачів.

54. G. Pavlov, A. Obrubov and I. Vinnichenko, "The linearized dynamic model of the series resonant converter for small signals, 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEPS.2016.7521879. (**Scopus**) Особистий внесок – динамічна модель.

55. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. “Енергоефективна індукційна зарядка суднових тягових батарей”, Матеріали МНТК «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», Миколаїв: НУК, 2021 р., С. 9-15. Особистий внесок – експериментальна перевірка результатів теоретичних досліджень.

56. G. Pavlov, A. Obrubov and I. Vinnichenko, "Design Procedure of Static Characteristics of the Resonant Converters," 2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), 2021, pp. 401-406, doi: 10.1109/UKRCON53503.2021.9575698. (**Scopus, Web of Science**) Особистий внесок – розвинув метод суперпозиції розрахунку статичних характеристик.

57. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. Характеристики резонансного інвертора з автогенерацією для індуктивної зарядки. Матеріали XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», м. Миколаїв. – 2022 р. – С. 320-324. Особистий внесок – математична модель резонансного перетворювача з автогенерацією.

58. Обрубов А.В. Динамічна модель резонансного інвертору класу Е. Матеріали XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», м. Миколаїв. – 2022 р. – С. 312-317.

59. G. Pavlov, I. Vinnichenko, N. Natalia, D. Vinnichenko and A. Obrubov, "Study of the Effect of Transformer Windings Coupling Coefficient of Flyback Resonant Converter for Wireless Energy Transfer on its Output Characteristics," 2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916434. (**Scopus**) Особистий внесок – експериментальні зразки перетворювачів.

60. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Вінниченко І.Л. Підвищення ефективності безконтактної зарядки суднових тягових батарей при нестабільній індукційній передачі. Матеріали XIV Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», м. Миколаїв. – 2023 р. – С. 304-308. Особистий внесок – математична модель резонансного перетворювача.

61. Обрубов А.В. Властивості резонансних перетворювачів як керованих об’єктів // Сучасні проблеми автоматики та електротехніки: Збірник матеріалів всеукраїнської НТК з міжнародною участю. м. Миколаїв. – 2023 р. – С. 22-28.

62. Мікропроцесорні системи управління резонансними перетворювачами постійної напруги: навчальний посібник / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський; За ред. Г.В. Павлова. – Миколаїв: НУК, 2010 – 156 с. Особистий внесок – аналіз процесів резонансного перетворювача.

63. Павлов Г.В. Розрахунок цифрових систем управління імпульсними перетворювачами. / Павлов Г.В., Обрубов А.В., Щербінін Т.В. – Миколаїв: НУК, електронне видання 2013. – 118 с. Особистий внесок – визначення математичних залежностей для розрахунків статичних характеристик.

АНОТАЦІЯ

Обрубов А.В. Методи та моделі дослідження електромагнітних процесів резонансних перетворювачів електроенергії. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12. – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2023.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливої науково-технічної проблеми розвитку теорії високочастотних перетворювачів електроенергії з резонансними контурами шляхом розробки та вдосконалення розрахункових методів та математичних моделей для розширення можливостей аналізу електромагнітних процесів в їх силових схемах та для поліпшення динамічних параметрів проєктованих систем живлення з використанням резонансних перетворювачів як керованих об'єктів.

У дисертаційній роботі вдосконалено метод суперпозиції і на його основі створено нові лінеаризовані математичні та динамічні моделі резонансних перетворювачів з різними алгоритмами комутації вентилів. Це дозволило визначити нові залежності між керуючими величинами, параметрами елементів і параметрами електромагнітних процесів силової схеми і встановити умови подібності розрахованих процесів методом суперпозиції процесам реального резонансного перетворювача. Розроблено комбінований метод аналізу процесів резонансного перетворювача на основі суміщення принципів суперпозиції і припасування, який дозволив шляхом визначення функцій квазіусталеного струму контуру побудувати сімейства статичних характеристик для різних вхідних величин. Теоретичний аналіз процесів резонансних перетворювачів доповнено і уточнено вдосконаленим експериментально-аналітичним методом, розвиток якого полягає в створенні моделей резонансних перетворювачів зі сполученням ланок на основі аналітичних виразів і моделей підсхем на основі причинно-наслідкових зв'язків для врахування нелінійності елементів.

Використання вдосконаленого методу суперпозиції дало змогу підвищити якнайменше на половину швидкість розрахунків. Представлення функцій еквівалентних джерел схеми заміщення суперпозицією монотонних ступінчастих складових значно спростило вирази для розрахунків параметрів стаціонарних режимів. Суперпозиції елементарних вхідних імпульсів і перехідних функцій багатополісників дозволили спростити побудову динамічних моделей резонансних перетворювачів для різних алгоритмів комутації вентилів.

В ході досліджень було створено адаптивний цифровий регулятор вихідних величин резонансного перетворювача, який дав можливість підвищити в 1,5 рази швидкість регулювання і збільшеними запасами стійкості по фазі в порівнянні з резонансним перетворювачем під керуванням стаціонарного автоматичного регулятора вихідних величин.

Ключові слова: динамічна модель, математична модель, метод припасування розв'язків, метод суперпозиції, резонансний перетворювач.

ABSTRACT

Obrubov A.V. Research methods and models of electromagnetic processes of resonant power converters. – Qualifying scientific work on manuscript rights.

Dissertation for obtaining the scientific degree of Doctor of Technical Sciences by specialty 09.05.12. – semiconductor power converters. – National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorskyi Kyiv Polytechnic Institute" of the Ministry of Education and Culture of Ukraine, Kyiv, 2023.

The dissertation is devoted to the solution of an important scientific and technical problem of the development of the theory of high-frequency power converters with resonant circuits by developing and improving calculation methods and mathematical models to expand the possibilities of analyzing electromagnetic processes in their power circuits and to improve the dynamic parameters of designed power systems using resonant converters as controlled objects.

In the dissertation, the superposition method was improved and new linearized mathematical and dynamic models of resonant converters with different gate switching algorithms were created on its basis. This made it possible to determine new dependencies between control values, parameters of elements and parameters of electromagnetic processes of the power circuit and to establish the conditions of similarity of the calculated processes by the method of superposition to the processes of a real resonant converter. A combined method of analyzing the processes of a resonant converter based on the combination of the principles of superposition and matching was developed, which made it possible to construct families of static characteristics for various input values by determining the functions of the quasi-steady circuit current. The theoretical analysis of the processes of resonant converters is supplemented and clarified by an improved experimental and analytical method, the development of which consists in creating models of resonant converters with a combination of links on the basis of analytical expressions and models of subcircuits based on cause-and-effect relationships to take into account the nonlinearity of elements.

The use of the improved method of superposition made it possible to increase the speed of calculations by at least half. Representation of functions of equivalent sources of the scheme of substitution by superposition of monotonic stepped components greatly simplified the expressions for calculating the parameters of stationary modes. Superpositions of elementary input pulses and transition functions of multipoles made it possible to simplify the construction of dynamic models of resonant converters for various gate switching algorithms.

In the course of research, an adaptive digital regulator of the output values of the resonant converter was created, which made it possible to increase the speed of regulation by 1.5 times and with increased reserves of phase stability in comparison with a resonant converter under the control of a stationary automatic regulator of output values.

Key words: dynamic model, mathematical model, resonant converter, solution fitting method, superposition method.

Підписано до друку 07.12.23. Папір офсетний. Формат 60×84/16.
Гарнітура Таймс. Друк офсетний. Авт. арк. 1,9.
Тираж 100 прим. Зам. № 1022. Ціна договірна
Фірма “РІЗО-ГРАФІКА”
54017, Україна, м. Миколаїв, пр. Центральний, 94/2