

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ ТА СИСТЕМ**

«На правах рукопису»
УДК _____

«До захисту допущено»
В.о. завідувач кафедри

(підпис) Юлія ЯМНЕНКО
(ініціали, прізвище)
“ _____ ” _____ 2020р.

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра**

зі спеціальністю _____ 171 Електроніка _____
(код і назва)

освітня програма (спеціалізація) _____ Електронні компоненти і системи _____

на тему: Регулятор на основі нечіткої логіки для резонансного LLC _____
перетворювача _____

Виконав (-ла): студент (-ка) II курсу, групи ДС-81мн _____
(шифр групи)

Марич Юрій Васильович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Науковий керівник Ст. викладач Заграничний А.В. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант _____
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент доцент к.т.н. Гармаш О. В _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант
по нормоконтролю доцент Батрак Лариса Миколаївна _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.
Студент _____
(підпис)

Київ – 2020 року

**Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки

(повна назва)

Кафедра Електронних пристроїв та систем

(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-науковою програмою

Спеціальність 171 Електроніка

(шифр і назва)

Освітня програма (спеціалізація) Електронні компоненти і системи

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувач кафедри

(підпис)

Юлія ЯМНЕНКО
(прізвище ініціали)

« ____ » _____ 2020 року

З А В Д А Н Н Я

НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ СТУДЕНТУ

Маричу Юрію Васильовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Регулятор на основі нечіткої логіки для резонансного LLC перетворювача

науковий керівник дисертації Ст. викладач Заграничний Артур Володимирович,

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « 17 » березня 2020 року № 887

2. Термін подання студентом дисертації 8 травня 2020 р

3. Об'єкт дослідження Принципи роботи регуляторів на основі нечіткої логіки

4. Вихідні дані Визначення оптимального методу для керування резонансним перетворювачем постійної напруги

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: огляд існуючих резонансних перетворювачів постійної напруги, дослідження принципу роботи резонансних перетворювачів, ознайомлення з теорією нечіткої логіки, розробка системи керування

на основі нечіткої логіки для резонансного перетворювача та моделювання його роботи, порівняння розробленої СК за класичним ПД регулятором.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу 49 ілюстрацій

7. Орієнтовний перелік публікацій 2 статті та 1 доповідь на конференції

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Узгодження теми Магістерської дисертації	17.02.2019	
2.	Пошук науково-технічної літератури	30.10.2019	
3.	Аналіз зібраної науково-технічної літератури	17.01.2020	
4.	Дослідження принципу роботи резонансних джерел живлення	19.02.2020	
5.	Розрахунок основних компонентів перетворювача	10.03.2020	
6.	Розробка системи керування перетворювачем на основі ПД регулятора	16.03.2020	
7.	Розробка системи керування перетворювачем на основі нечіткої логіки.	23.03.2020	
8.	Проведення моделювання.	06.04.2020	
9.	Аналіз отриманих результатів	20.04.2020	
10.	Висновки	27.04.2020	

Студент

(підпис)

Марич Ю. В.
(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

Заграничний А.В.
(ініціали, прізвище)

АНОТАЦІЯ

На сьогоднішній день за рахунок всесвітньої діджиталізації величезна кількість даних зберігається та ділиться між великою кількістю користувачами по всьому світу, що призводить до стрімкого зростання кількості центрів обробки даних, що складають групи серверів, пристроїв зберігання даних, мереж та телекомунікаційних систем для обслуговування користувачів у всьому світі. Зростання енергоспоживання вимагає від інженерів розробки більш ефективних перетворювачів енергії.

Серед різних видів імпульсних джерел живлення резонансні перетворювачі потужності викликають великий інтерес через їх власну здатність зменшувати втрати від перемикання при збільшенні частоти роботи.

Задачею дослідження є покращення регулювальних характеристик даного перетворювача за рахунок використання контролера на основі нечіткої логіки.

З метою підтвердження аналітичних досліджень проведено симуляцію роботи обраної системи керування на основі нечіткої логіки, та порівняння її роботи з ПІД регулятором за параметрами: час наростання, час встановлення, ступінь перерегулювання та коефіцієнтом нелінійних спотворень.

SUMMARY

Today, due to the worldwide digitalization, a huge amount of data is stored and shared by countless users around the world, which leads to a rapid growth in the number of data centers that make up groups of servers, storage devices, networks and telecommunications systems to serve users around the world. Increasing energy consumption requires engineers to develop more efficient energy converters.

Among the various types of switching power supplies, resonant power converters are gaining a lot of interest through their own ability to reduce switching losses as the switching frequency increases.

The aim of the study is to improve the adjustment characteristics of this Converter by using a controller based on fuzzy logic.

To confirm the analytical studies, the selected control system was simulated based on fuzzy logic and compared with the regulator in terms of parameters: rise time, setting time, the degree of over-regulation and the coefficient of nonlinear distortion..

ЗМІСТ

Умовні позначення	8
ВСТУП	9
1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ	12
2. ОПИС РОБОТИ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА	16
2.1 Вибір топології резонансного контуру	16
2.2 Робота повномостового інвертора.....	20
2.3 Комутація в нулях напруги (ZVS)	21
2.4 Основні характеристики резонансного контуру	22
2.5 Магнітна інтеграція елементів резонансного контуру	23
2.6 Опис схеми виипрямляча	25
2.7 Принцип синхронного випрямлення вихідної напруги	26
2.8 Принцип регулювання вихідною напругою LLC претеворювача	28
3. РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ.....	33
3.1 Побудова системи керування.....	33
3.2 Опис математичної моделі перетворювача	33
3.3 Розрахунок основних компонентів перетворювача.....	35
3.4 Аналіз стійкості системи	37
3.5 Розробка СК на основі ПД регулятора	40
3.6 Розробка СК на основі нечіткої логіки (Fuzzy logic).....	42
4. РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ	57
4.1 Результати роботи перетворювача керованого ПД-регулятором.....	57
4.2 Результати роботи перетворювача керованого контролером на основі нечіткої логіки	59
5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ	66
5.1. Опис ідеї проекту	68
5.2. Технологічний аудит ідеї проекту	69
5.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	69
5.4. Розробка маркетингової програми стартап-проекту	73

ВИСНОВКИ.....	76
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	77
Додаток А.....	83
Додаток Б	84
Додаток В	85

Умовні позначення

ККД	–	коефіцієнт корисної дії
МДН	–	метал-діелектрик/оксид-напівпровідник
ПІД	–	пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор, закон регулювання
СК	–	система керування
ШІМ	–	широтно-імпульсна модуляція
FLC	–	fuzzy logic controller
PID	–	proportional integral derivative controller
MI	–	modulation index
PRC	–	parallel resonant converter
RC	–	resonant converter
SPRC	–	series-parallel resonant converter
SRC	–	series resonant converter
SR	–	synchronous rectification
THD	–	total harmonic distortion
ZCS	–	zero current switching
ZVS	–	zero voltage switching

ВСТУП

Актуальність теми. Із зростанням електроспоживання, зростають вимоги до якості постачання та перетворення електричної енергії.

Суперечлива вимога обмеження або зменшення загального обсягу викидів вуглецю через величезний відповідний попит на енергію вимагає постійного вдосконалення відповідних електронних систем.

Блоки живлення, які живлять всі ці системи, є ключовими в цьому відношенні і повинні відповідати наступним вимогам:

- висока ефективність;
- висока щільність потужності;
- висока щільність компонентів.

Серед блоків живлення комутаційного режиму резонансні перетворювачі отримують великий інтерес за рахунок роботи на діапазоні високих частот із низькими комутаційними втратами [1], серед яких резонансний перетворювач LLC (SPRC), що володіє перевагами відразу двох перетворювачів: послідовного (SRC) та паралельного (PRC) [2].

Постає задача ефективного керування роботою наведених вище перетворювачів напруги. На сьогоднішній день існує декілька основних методів керування: ПІД регулятор, регулятор на основі нечіткої логіки (FLC) та нейронний регулятор. Перевагою FLC є використання простого математичного апарату для роботи зі складними нелінійними системами, висока точність та швидкість алгоритму.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертація була підготовлена відповідно до науково-дослідного плану кафедри електронних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського».

Метою дослідження є покращення керування резонансним перетворювачем за рахунок використання регулятора на основі нечіткої логіки (fuzzy logic).

Для досягнення поставленої мети були вирішені наступні **завдання**:

- огляд існуючих резонансних перетворювачів постійної напруги;
- дослідження принципу роботи резонансних перетворювачів;
- ознайомлення з теорією нечіткої логіки;
- розробка системи керування на основі нечіткої логіки для резонансного перетворювача та моделювання його роботи.
- порівняння розробленої СК за класичним ПІД регулятором.

Об'єктом дослідження принципи роботи регуляторів на основі нечіткої логіки.

Предметом дослідження є визначення оптимального методу для керування резонансним перетворювачем постійної напруги.

Наукова новизна одержаних результатів:

Вперше було впроваджено два основних методи нечіткої логіки для керування резонансним LLC перетворювачем.

Практичне значення одержаних результатів полягає в виробленні рекомендацій для: проектування та побудови ефективної СК резонансним LLC перетворювачем, для забезпечення якісної його роботи, малого часу встановлення та наростання із точним значенням заданої вихідної напруги.

Апробація роботи. Основні теоретичні положення та результати магістерського дослідження були презентовані у доповідях на наукових та науково-технічних конференціях: XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018», м. Київ, 3-5 квітня 2018 р.;

Публікації. Основний зміст дисертації відображений у 1 статті у наукових фахових виданнях за переліком ВАК України: Марич Ю.В. «Comparative analysis of closed control systems based on pi control and fuzzy logic for llc converter», EESJ, *

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, 5 розділів, висновків, та списку використаних джерел. Загальний обсяг дисертації становить 88 сторінок, у тому числі 75 сторінок основного змісту, 49 рисунки, 5 таблиць, список використаних джерелі з 59 найменувань та 4 додатків

1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

За останні роки дизайн та розробка різних резонансних перетворювачів (RC) постійної напруги були зосереджені на телекомунікаційних та аерокосмічних додатках. Послідовні та паралельні резонансні перетворювачі (SRC та PRC відповідно) є основними топологіями RC з двома реактивними елементами. Переваги SRC включають кращу ефективність навантаження завдяки послідовно під'єданого конденсатора в резонансній ланці перетворювача та можливості блокування протікання постійного струму до високочастотного трансформатора, що виключає підмагнічування осердя постійним струмом. За даного підключення контур і навантаження утворюють дільник напруги, тому коефіцієнт посилення постійного струму SRC завжди нижче, ніж 1. Змінюючи частоту комутації, змінюється опір резонансної мережі. Однак, навіть при незначному навантаженні його імпеданс буде дуже великим порівняно з імпедансом резонансного контуру; отже вся вхідна напруга буде прикладена до навантаження. Це ускладнює регулювання виходу, теоретично, частота повинна бути нескінченною, щоб регулювати вихід без навантаження. Для паралельного резонансного перетворювача (PRC) навантаження розміщується паралельно або з резонансним конденсатором, або котушкою індуктивності. В межах резонансної частоти приріст напруги може бути дуже високим, тому даний перетворювач зручно використовувати для підвищення рівня вихідної напруги. Однак за такого з'єднання неминуче існує велика кількість циркулюючого струму. Це ускладнює застосування паралельних резонансних топологій у системах високої потужності [3].

Для подолання недоліків двох вище згаданих топологій запропоновано використання послідовно-паралельного резонансного перетворювача (SPRC). Дані перетворювачі описані в літ [4-15]. Встановлено, що для послідовно-паралельних резонансних топологій ефективність його роботи збільшується із зростанням частоти комутації [16]. Пізніше, в статті [17]

демонструється напівмостовий RC-LCL-T, без системи керування. Також продемонстровано розрахунок та створення зворотного зв'язку для даного перетворювача [18].

Використовуючи лінгвістичні змінні та основні логічні операції, вперше розроблено та впроваджено декілька нечітких логічних контролерів (FLC) для перетворювачів постійної напруги [19-21]. Ці контролери показали перспективність у роботі з нелінійними системами та кращі регулювальні характеристики в перетворювачах постійної напруги. FLC використовує людські мовні терміни у вигляді правил «ЯКЩО умова ТО результат» для фіксації змін нелінійної системи. В роботі [22] представлені різні підходи регулювання, які пропонує регулятор на основі нечіткої логіки (FLC). Ця методика управління покладається на здатність людини розуміти поведінку системи та базується на чітких правилах контролю. Даний регулятор може бути застосований до багатьох перетворювачів постійного струму. Однак деякі коефіцієнти повинні бути налаштовані відповідно до топології та параметрів перетворювача. В роботі [23] продемонстровано резонансний послідовно-паралельний перетворювач змінної напруги в постійну, з двома методами регулювання PID та FLC. В [24] описується робота LCL-T перетворювача, використовуючи FLC для регулювання навантаження. Однак встановлено, що його робота на той момент була не достатньо ефективною.

Квазірезонансний перетворювач, що базується на FLC і працює в режимі перемикання ключів в нулях напруги, був продемонстрований [25], однак не вдалося досягти незалежності значення вихідної напруги від навантаження. Основні принципи для побудови ПІД регулятора та регулятора на основі нечіткої логіки за допомогою сигнальних процесорів описані в роботі [26] та було встановлено, що при зміні навантаження в малому діапазоні нечіткий контролер призводив до менших коливань вихідної напруги. В роботах [27-29] детально проаналізовано роботу резонансного перетворювача в широкому

діапазоні вихідного навантаження, та надані рекомендації, щодо підвищення його ефективності та забезпечення режиму комутації в нулях наруги.

Пізніше представлено схему регулювання ШИМ на вторинній стороні перетворювача [30], яка значно покращує вихідні характеристики перетворювача. В [31] розроблено та проаналізовано роботу LLC резонансного перетворювач широким діапазоном вихідної наруги. В [32] надано універсальну адаптивну схему управління керованим випрямлячем для резонансного перетворювача.

В роботі [33] описується робота високочастотного резонансного перетворювача та досягнуто режиму комутації в нулях наруги. Також продемонстровано резонансний перетворювач постійного струму з магнітним керуванням [34].

В [35] розглядаються переваги та недоліки існуючих аналогових та цифрових методик нелінійного управління. Аналіз стійкості перетворювачів постійного та постійного струму був проведений в [36]. В [37] представлений основний підхід до оптимізації ефективності цифрових керованих перетворювачів постійного струму та наруг в широких діапазонах вихідного навантаження. В [38] вперше запропоновано аналіз зміни станів імпульсної системи, який використовується для пошуку оптимального значення параметрів перетворювача.

Висновки

З вищезазначеної літератури очевидно, що регулювання вихідної наруги перетворювача в широкому діапазоні вихідного навантаження та аналіз точної математичної моделі має важливу роль у проектуванні джерел живлення високої щільності. Очікується, що LLC резонансний перетворювач на основі регулятора нечіткої логіки з керуванням транзисторів резонансного кола та

вихідного керованого випрямляча матиме малий час встановлення вихідної напруги та менший коефіцієнт нелінійних спотворень ніж перетворювач з ПД.

2. ОПИС РОБОТИ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

2.1 Вибір топології резонансного контуру

Резонансні перетворювачі потужності містять LC резонансні ланки, в яких напруга та струм коливаються синусоїдально протягом одного або декількох підінтервалів кожного періоду комутації [39]. На даний момент існують три відомі резонансні топології: послідовна, паралельна і послідовно-паралельна. Хоча в кожній з цих топологій є своєрідні відмінності, але принципово перетворення енергія залишається незмінним: на вхід резонансного контуру поступає вхідна напруга прямокутної форми, яка відфільтровується LC резонансною ланкою утворюючи синусоїдальний струм, що трансформується у вихідне коло [40].

Як зафіксовано в роботі [41], послідовні та паралельні резонансні топології, показані на рис. 2.1, мають кілька обмежуючих факторів, що робить їх не оптимальним вибором для практичного застосування. Для послідовного резонансного перетворювача (SRC) навантаження під'єднано послідовно з LC резонансним контуром. За даного підключення контур і навантаження утворюють ділянку напруги, тому коефіцієнт посилення постійного струму SRC завжди нижче, ніж 1. Змінюючи частоту керування напругою V_{square} , змінюється опір резонансної мережі. Однак, навіть при незначному навантаженні його імпеданс буде дуже великим порівняно з імпедансом резонансного контуру; отже вся вхідна напруга буде прикладена до навантаження, ускладнюючи регулювання виходу, теоретично, частота повинна бути нескінченною, щоб регулювати вихід без навантаження.

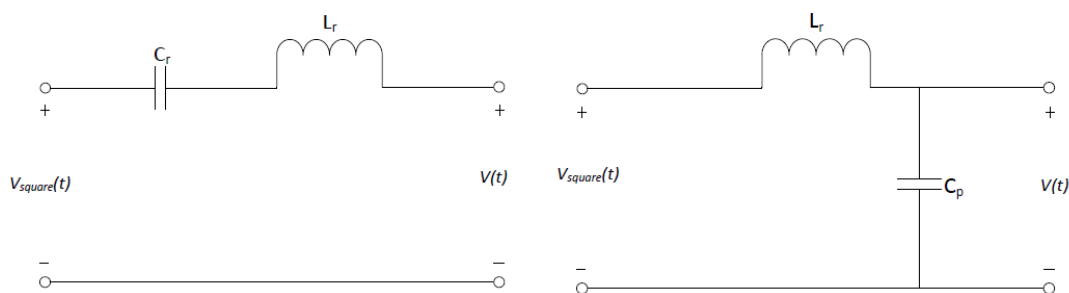


Рис. 2.1

Порівняно з послідовним резонансним перетворювачем, паралельна резонансна топологія не потребує широкого діапазону комутаційних частот для підтримки регулювання вихідної напруги. Однак для паралельного резонансного перетворювача випрямляч та навантаження розміщується паралельно з резонансним конденсатором, за такого з'єднання неминуче існує велика кількість циркулюючого струму, що ускладнює застосування паралельних резонансних топологій у системах високої потужності..

Для вирішення обмежень звичайних резонансних джерел живлення було запропоновано LCC (рис. 2.2) та LLC (рис. 2.4) резонансний перетворювач [41].

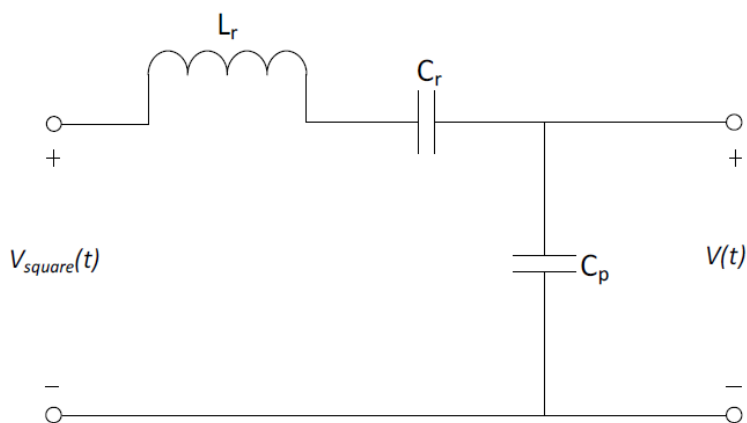


Рис. 2.2

На рис. 2.3 наведено характеристику коефіцієнта підсилення постійного струму для резонансного перетворювача LCC (а) та LLC (б) при різних значень

добротності резонансного контуру Q , з якого видно, що існує більше однієї резонансної частоти, залежно від значення Q .

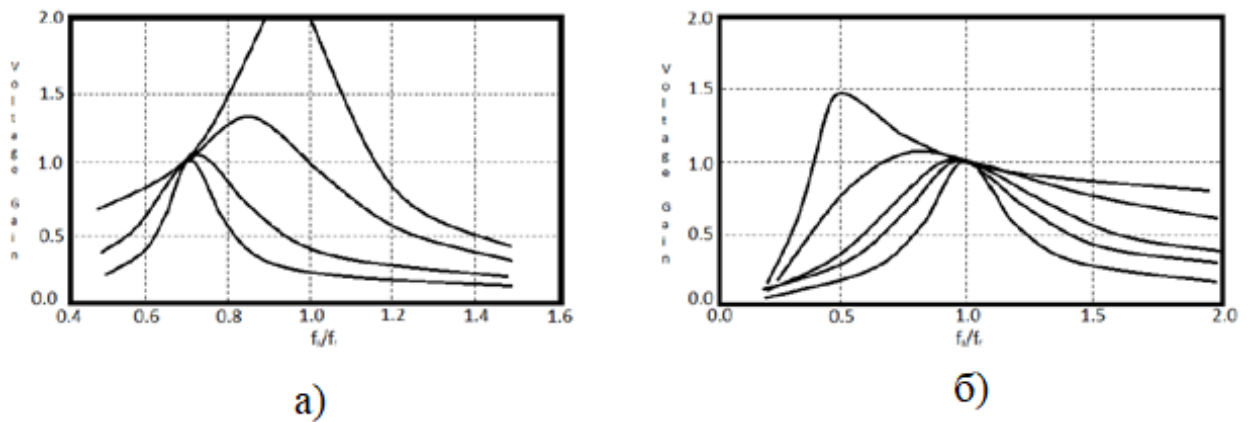


Рис. 2.3

Добротність Q визначається як відношення між характеристичним опором і опором навантаження R [42]:

$$Q_{\perp} = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R},$$

$$Q_{\parallel} = R \sqrt{\frac{C_r}{L_r}}.$$

Крім того, з сімейства графіків коефіцієнта підсилення за напругою відносно частоти комутації при різних значеннях добротності контуру, зображеного на рис. 2.3, зрозуміло, що сегменти характеристики підсилення постійної напруги з позитивним градієнтом є областями, призначеними для роботи за нульового струму перемикавання (ZCS) [41]. Зважаючи на те, що паразитні параметри МДН транзисторів, такі як ємності внутрішніх переходів та вбудований зворотний діод ефективно допомагають при роботі перетворювача в режимі перемикавання ключів в нулях напруги (ZVS), то робочу точку необхідно перенести в область негативного градієнта підсилення напруги [41]. Робота за даного режиму дозволяє позбутись ефекта Міллера в МДН

структурах, тим самим значно зменшити втрати на комутацію транзисторів при високих значеннях частоти комутації [39].

Наприклад для LCC резонансного перетворювача, на рис. 2.3а видно, що для досягнення значення коефіцієнта посилення більшого за 1,0 та для збільшення значень Q , частота комутації повинна знаходитись в діапазоні від 0,7 до 1,2 від значення резонансної частоти.

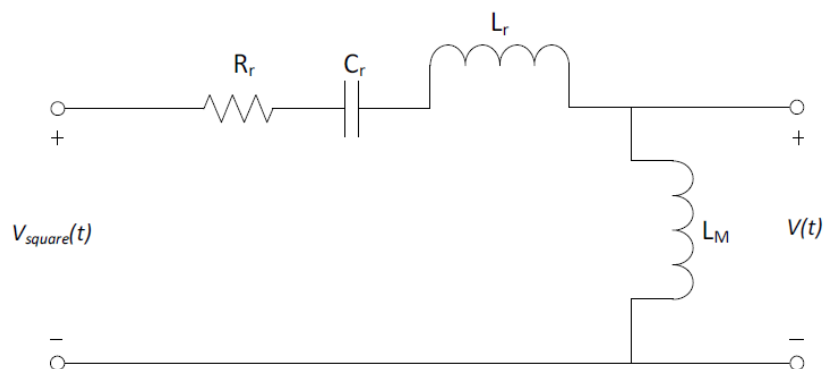


Рис. 2.4

В то же час, згідно з рис. 2.3б робота LLC контуру на резонансній частоті, знаходиться в такій області, що характеристика підсилення вихідної напруги має від'ємний градієнт, і тому в цій області можлива реалізація режиму комутації в нулях напруги. Також звертаючи увагу на дану характеристику - діапазон частот комутації, при якому коефіцієнт підсилення за напругою більший 1.0, знаходиться в межах від 0.7 до 1.0 частоти комутації відносно резонансної, що значно менше в порівнянні з LCC перетворювачем.

У випадку коли вхідна і вихідна напруги є жорстко фіксованими LLC перетворювач є більш ефективним ніж LCC. Однак коли вхідна або вихідна напруга змінюється в широкому діапазоні, наприклад при заряджанні батарей, LLC перетворювач стає складним у проектуванні.

Додатковою перевагою характеристики підсилення LLC RC є те, що його резонансна частота значно вища за резонансну частоту LCC RC перетворювача,

дозволяючи підвищити ефективність та щільність потужності. Також даний вид перетворювача, в порівнянні з іншими резонансними топологіями, дозволяє підтримувати режим комутації за нульової напруги в умовах малого навантаження, зберігаючи малий рівень електромагнітних завад.

2.2 Робота повномостового інвертора

Перша ланка LLC резонансного перетворювача являє собою повномостовий інвертор. Він складається з чотирьох МДН транзисторів, які використовуються для перетворення вхідної напруги постійного значення в змінну. Використання в якості перемикачів МДН транзисторів є бажаним, оскільки вони мають високий вхідний опір і можуть працювати при дуже високих швидкостях комутації [43]. Нарешті, частота, з якою перемикачі вмикаються та вимикаються, визначатиме частоту прямокутної напруги, яка прикладається до резонансного контуру і чисельно повинна бути рівною резонансній частоті перетворювача.

Можна також відзначити, що для запобігання стану одночасного включення діагональних перемикачів, створивши коротке замикання вхідного джерела напруги, необхідно вводити певний час затримки (dead time).

Квазіквадратна форма напруги, що виробляється інвертором математично визначаються наступним рівнянням, а основна конфігурація ланцюга інвертора Н-мосту представлена на рис. 2.5.

$$V_{square}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \sin(2n\pi f_{sw}t) .$$

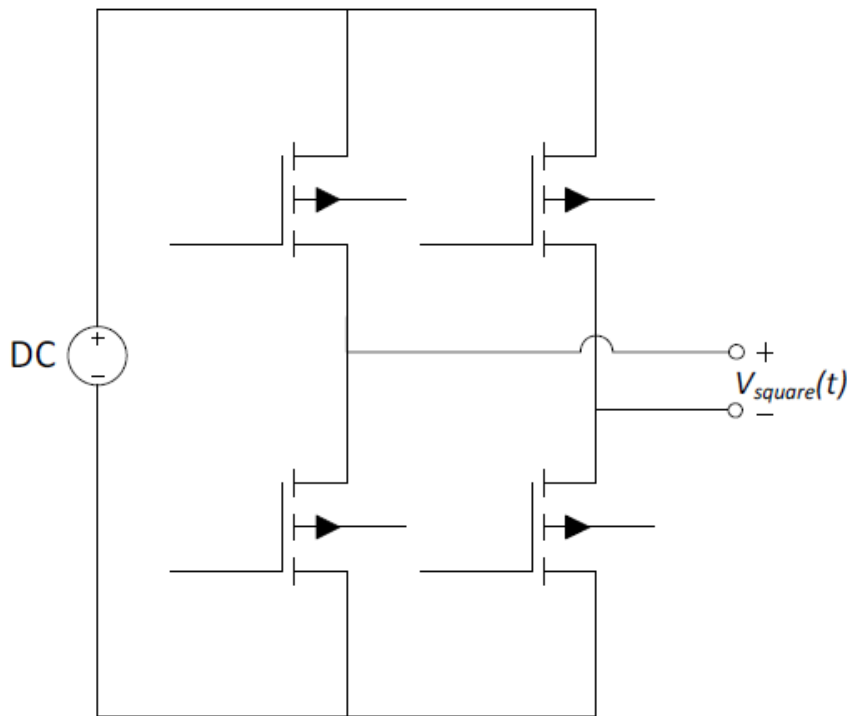


Рис. 2.5

2.3 Комутація в нулях напруги (ZVS)

Перемикання в нулях напруги (ZVS) є найкращим механізмом м'якого перемикання для МДН транзисторів, оскільки зменшує втрати комутації, викликані зарядом відновлення діода та вихідною ємністю напівпровідникового транзистора C_{ds} [39].

В роботі [44] показано, що, дозволяючи вихідній напрузі V_{ds} транзистора досягати нуля до того, як комутатор ввімкнеться, втрати потужності на комутацію будуть практично нульові. І навпаки, навіть при коротких перекриттях напруги V_{ds} і струму i_{ds} транзистора спостерігаються значні втрати. Для того, щоб напруга V_{ds} досягла нуля потрібно, щоб внутрішня ємність МНП транзистора повинна бути розряджена шляхом зміни напрямку струму потоку через нього, до початку його включення на наступному циклі комутації.

Загалом, режим ZVS можливий, коли комутаційна ланка під'єднана до індуктивного навантаження, струм якого зберігає своє значення з попереднього циклу, тим самим дорозряджаючи вихідні ємності [39]. У випадку резонансного перетворювача LLC, функціонування режиму ZVS перемикачів повномостового інвертора досягається та підтримується наявністю індуктивності намагнічування L_m [45] [46].

Додатковою перевагою ZVS є зменшення електромагнітних перешкод (EMI), як правило, пов'язаних з ємністю пристроїв комутації [39].

2.4 Основні характеристики резонансного контуру

Даний перетворювач містить три реактивних елементи C_r , L_r і L_p , що обумовлює наявність двох резонансних частот і відносить його до мультирезонансних перетворювачів.

Перша з цих частот пов'язана з умовою короткого замикання вторинної обмотки, де індуктивність L_p зникає, оскільки закорочується фільтром низьких частот та навантаженням (на ній виділяється постійна напруга V_{out}):

$$f_{R_1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}.$$

Інша резонансна частота залежить від стану розриву вторинної обмотки, де контур циркуляції перетворюється з LCC на LC, оскільки L_r та L_p з'єднані послідовно, то вони утворюють алгебраїчну суму:

$$f_{R_2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}}.$$

Як правило, f_r називають основною резонансною частотою LLC, а f_{R_2} - другою (або нижньою) резонансною частотою. Відношення f_{R_1} до f_{R_2} залежить від співвідношення L_m до L_r . Чим більше це співвідношення, тим більше різниця між резонансними частотами і навпаки. Значення L_m/L_r (типово > 1) є

важливим параметром проектування. Можна показати, що для частот $f > f_{R_1}$ вхідний імпеданс навантаженого резонансного контуру є індуктивним, а для частот $f < f_{R_2}$ - ємнісним. У частотній області $f_{R_2} < f < f_{R_1}$ імпеданс може бути як індуктивним, так і ємнісним залежно від опору навантаження R . Критичне значення R_{crit} є таким, що, при $R < R_{crit}$ імпеданс буде ємнісним, для $R > R_{crit}$ - індуктивним. Для заданої схеми значення R_{crit} залежить від f [47]

$$R_{crit} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_\infty}.$$

де Z_0 і Z_∞ - вихідний імпеданс резонансного контуру при закороченому та розірваному входу джерела.

2.5 Магнітна інтеграція елементів резонансного контуру

Слідом за резонансним контуром слід розглянути високочастотний ізоляційний трансформатор, який може використовуватися для гальванічної роз'язки і для зміни рівня синусоїдальної напруги, що передається на вторинну сторону перетворювача.

Досить важливою особливістю трансформатора є те, що згідно з його реальною моделлю (рис. 2.6) внутрішня індуктивність намагнічування L_M та індуктивність втрат L_{LI} можуть використовуватися як частини резонансного контуру. Наприклад, індуктивність намагнічування трансформатора L_M може використовуватися як паралельна резонансна індуктивність L_m , отже потенційно зменшується кількість необхідних додаткових дискретних компонентів. Аналогічно, індуктивність L_{LI} втрат може використовуватись замість послідовної резонансної індуктивності L_r .

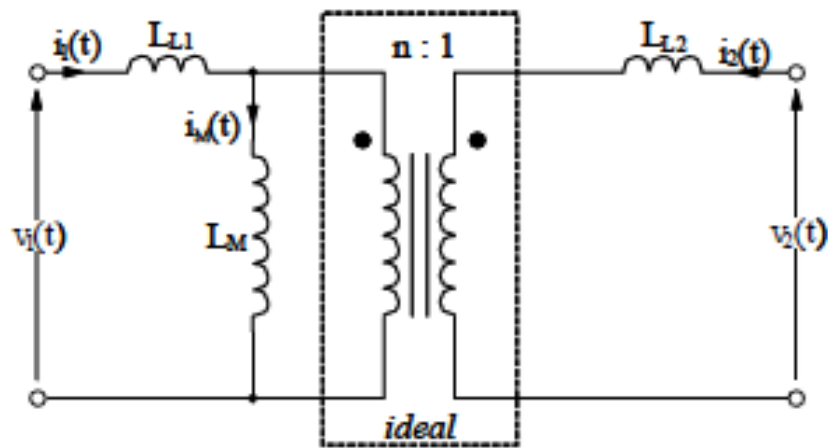


Рис. 2.6

Такий підхід дозволяє значно збільшити магнітну інтеграцію пристрою та зменшити його габарити. Однак, щоб ефективно реалізувати індуктивні елементи резонансного контуру в одному трансформаторі методи його проектування, розраховані на підвищення ККД, в даному випадку не підходять, оскільки потрібно збільшувати внутрішню індуктивність втрат, що суперечить традиційній практиці.

Хоча потрібні значення індуктивності втрат можна отримати збільшивши проміжок між шарами обмоток, не рекомендується оскільки це збільшить його габаритні показники. Також за рахунок нерівності поверхні та товщини зазору сердечника складно отримати повторювані характеристики трансформаторів на великій партії виробництва. В результаті чого було запропоновано використовувати два наступних методи, такі як розміщення обмоток на окремих сторонах стержня (за допомогою Е чи U стержня) або з боків поруч на одній стороні (рис. 2.7).

Додатковою перевагою таких структур є геометрична симетрія, що в свою чергу сприяє покращенню електромагнітних характеристик пристрою.

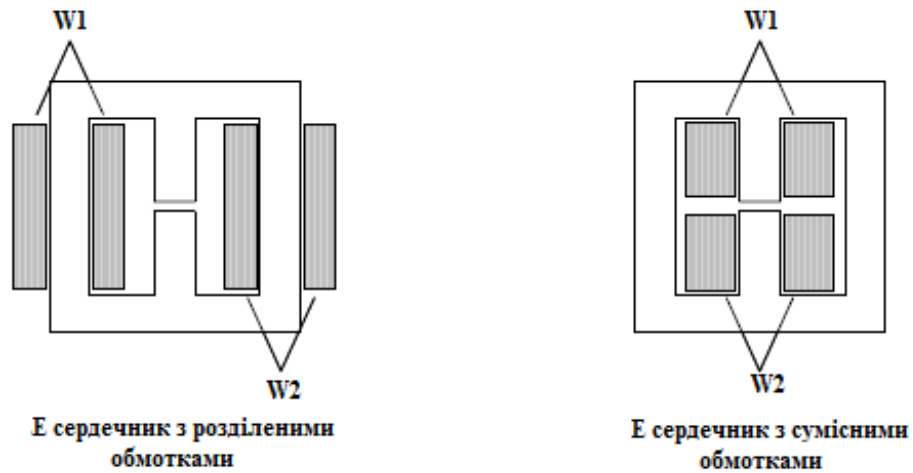


Рис. 2.7

2.6 Опис схеми випрямляча

Остання ланка резонансного перетворювача LLC - це повний мостовий випрямляч з фільтром в якості вихідного конденсатора C_o , який перетворює трансформовану синусоїдальну форму напруги в постійну. Згідно з [39] та [48], повний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром моделюється як резистор R_{ac} , рис. 2.8 Зв'язок між R_{ac} і вихідним навантаженням визначається:

$$R_{ac} = \frac{V_I}{I_{ac}} = \frac{8V_o}{\pi^2 I_o} = \frac{8}{\pi^2} R_o.$$

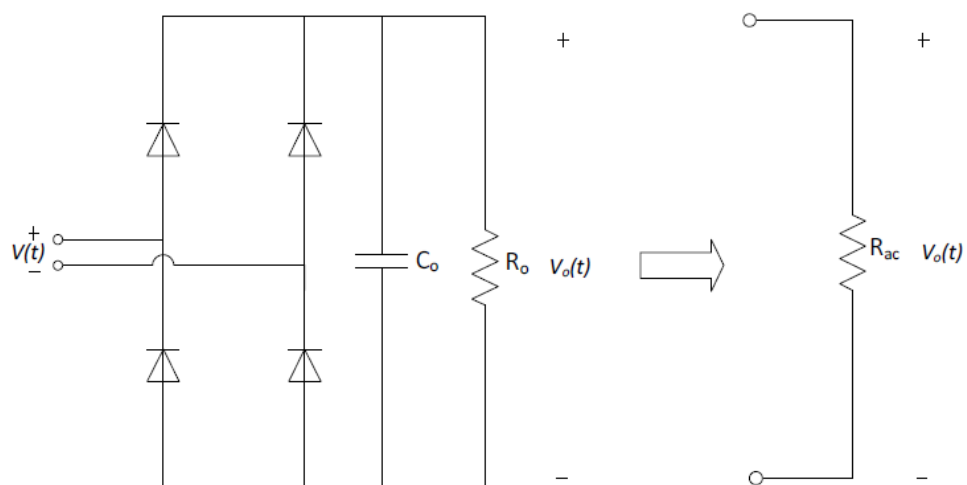


Рис. 2.8

З [6] остаточне значення постійної випрямленої вихідної напруги також можна визначити за допомогою наступного співвідношення.

$$V_o = V_p \left(1 - \frac{1}{2f_s C_o R_o} \right),$$

де V_p – амплідне значення трансформованої напруги.

Для ідеального випрямляча та за умови великого значення ємності C_o випрямлене значення вихідної напруги можна апроксимувати:

$$V_o \approx V_p.$$

2.7 Принцип синхронного випрямлення вихідної напруги

Для підвищення ефективності резонансного перетворювача LLC, замість повного мостового випрямляча рекомендується використовувати коло синхронного керованого випрямляча (SR), який виконує функцію зсуву фаз між інвертором резонансного кола та вихідним випрямлячем, тим самим регулюючи значення вихідної напруги (рис. 2.9, 2.10).

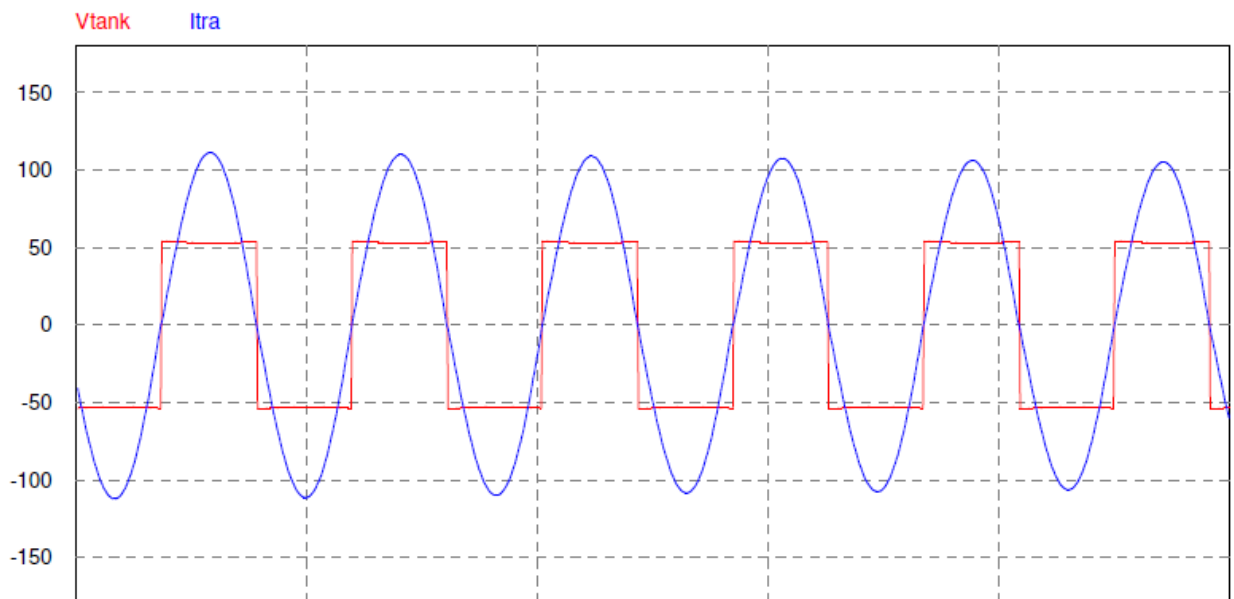


Рис. 2.9

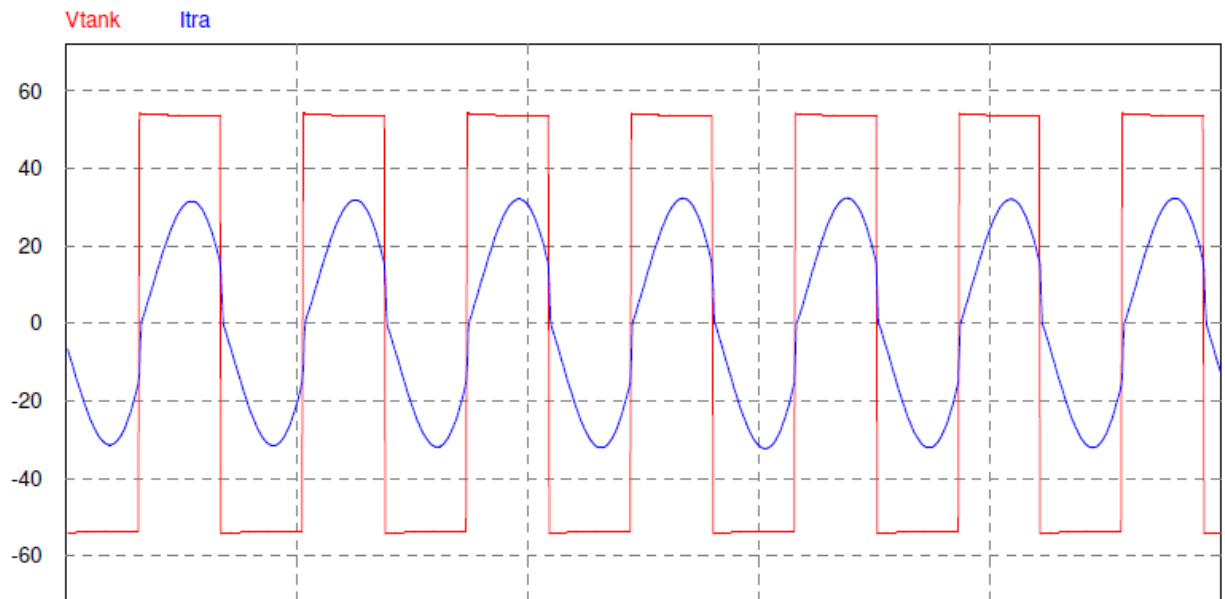


Рис. 2.10

Схема управління фазовою зсувами підходить для широкого діапазону зміни значення навантаження, оскільки вихідна напруга не залежить від навантаження. Також відсутність постійного струму в вторинній стороні трансформатора не потребує необхідності врівноваження струму. Ще одна перевага цієї схеми полягає в тому, що струми пристрою пропорційні струму навантаження. Це збільшує ефективність перетворювача при малих навантаженнях, оскільки відбувається зменшення втрат потужності пристрою.

Основним недоліком використання керованого випрямляча з резонансним перетворювачем LLC є ускладнення системи керування. Оскільки важко визначити моменти ввімкнення та вимкнення ключів керованого випрямляча. Зазвичай для вторинної сторони потрібна додаткова схема керування для визначення потоку струму через випрямляч та для визначення керуючого сигналу до затворів транзисторів. Крім того, оскільки МДН транзистори не мають можливості автоматичного блокування зворотного струму, важливим є також час відключення, щоб уникнути умови короткого замикання на виході.

Згідно [49-51], існує два основні методи, за допомогою яких можна здійснити управління вихідним керованим випрямлячем. Перший -

безпосередньо вимірювати струм вторинної обмотки за допомогою трансформатора струму. Хоча це один з найпростіших методів вимірювання струму, використання трансформатора струму вводить обмеження щодо щільності потужності, а також максимально досяжної частоти комутації. Крім того поява додаткової індуктивності в колі випрямляча ускладнює тим самим його систему керування [51].

Інший можливий метод - вимірювання напруги стік-витік (V_{ds}) керованого МДН транзистора, значення якої далі обробляється системою керування та визначає момент вимикання ключа. Даний метод вимагає точного вимірювання напруги стік-витік кожного з чотирьох транзисторів [49-50].

Для спрощення системи керування та забезпечення можливості регулювати вихідну напругу використовують діодний повномостовий випрямляч з додатковим транзистором у вихідному колі (транзистор VT5 додаток Б, Г).

2.8 Принцип регулювання вихідною напругою LLC перетворювача

Принцип роботи резонансного перетворювача LLC заснований на подачі прямокутної напруги з частотою комутації f_r на резонансний контур для зміни його імпедансу, контролюючи тим самим коефіцієнт підсилення напруги. З рис. 2.11 видно, що зі збільшенням частоти комутації коефіцієнт підсилення зменшується. Це означає, що при збільшенні частоти комутації імпеданс резонансного контуру збільшується, і тому спостерігається більше падіння напруги на компонентах резонансного контуру, в результаті на навантаження передається менше значення напруги. Зворотне також вірно, так як при зменшенні частоти перемикавання коефіцієнт підсилення за напругою зростає, що означає зменшення падіння напруги на резонансному ланцюзі.

Виділяють три основні області роботи резонансного перетворювача представлені на рис. 2.11. Робоча точка перетворювача в областях 1 і 2

розташована на від'ємному градієнті кривої підсилення постійного струму, а в область 3 - на позитивному градієнті. Також області 1 та 2 розділяють собою частоти комутації перетворювача які більші та менші за резонансну, відповідно.

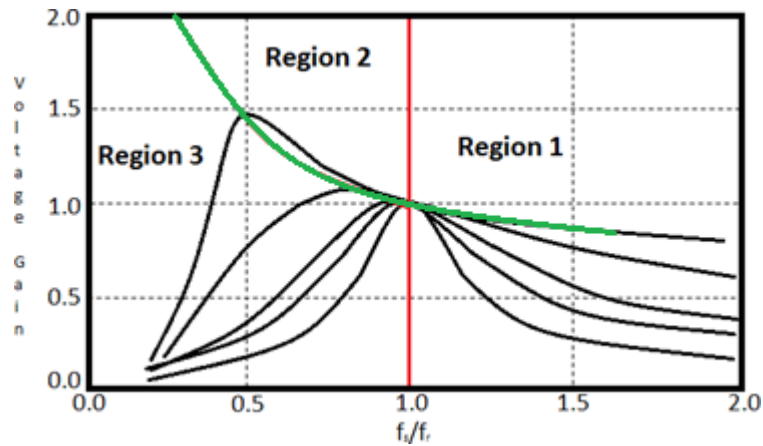


Рис. 2.11

Залежно від технічних характеристик та вимог, можлива робота перетворювача в будь-якій з цих областей. Але оскільки забезпечення режиму комутації МДН транзисторів в нулях наруги є бажаним, подальший фокус в роботі буде зосереджений на областях 1 і 2, в яких робоча точка перетворювача рухається вздовж кривої від'ємного градієнта підсилення вихідної напруги, показаного на рис. 2.11.

На рис. 2.12 і 2.13 показані часові діаграми сигналів драйверів затворів джерела V_{gs} , резонансного струму i_r , струму намагнічування i_{LM} , напруги конденсатора V_{Cr} і вихідного струму i_o , при знаходженні робочої точки в областях 1 та 2 відповідно.

В області 1 індуктивність намагнічування L_M трансформатора не вступає в резонанс з іншими компонентами ланцюга і розглядається як пасивне навантаження. Оскільки завжди є пасивне навантаження, то резонансний перетворювач LLC може працювати в умовах холостого ходу без необхідності збільшувати частоту комутації до дуже високих рівнів [41].

В області 2 є два різних режими роботи. В перший момент часу індуктивність L_M не приймає участі в резонансі до тих пір, поки струм в резонансному контурі i_r не досягає значення струму індуктивності намагнічування i_M та i_r . Коли два струми рівні, L_M починає резонувати з L_r і C_r , і переходить у другий режим.

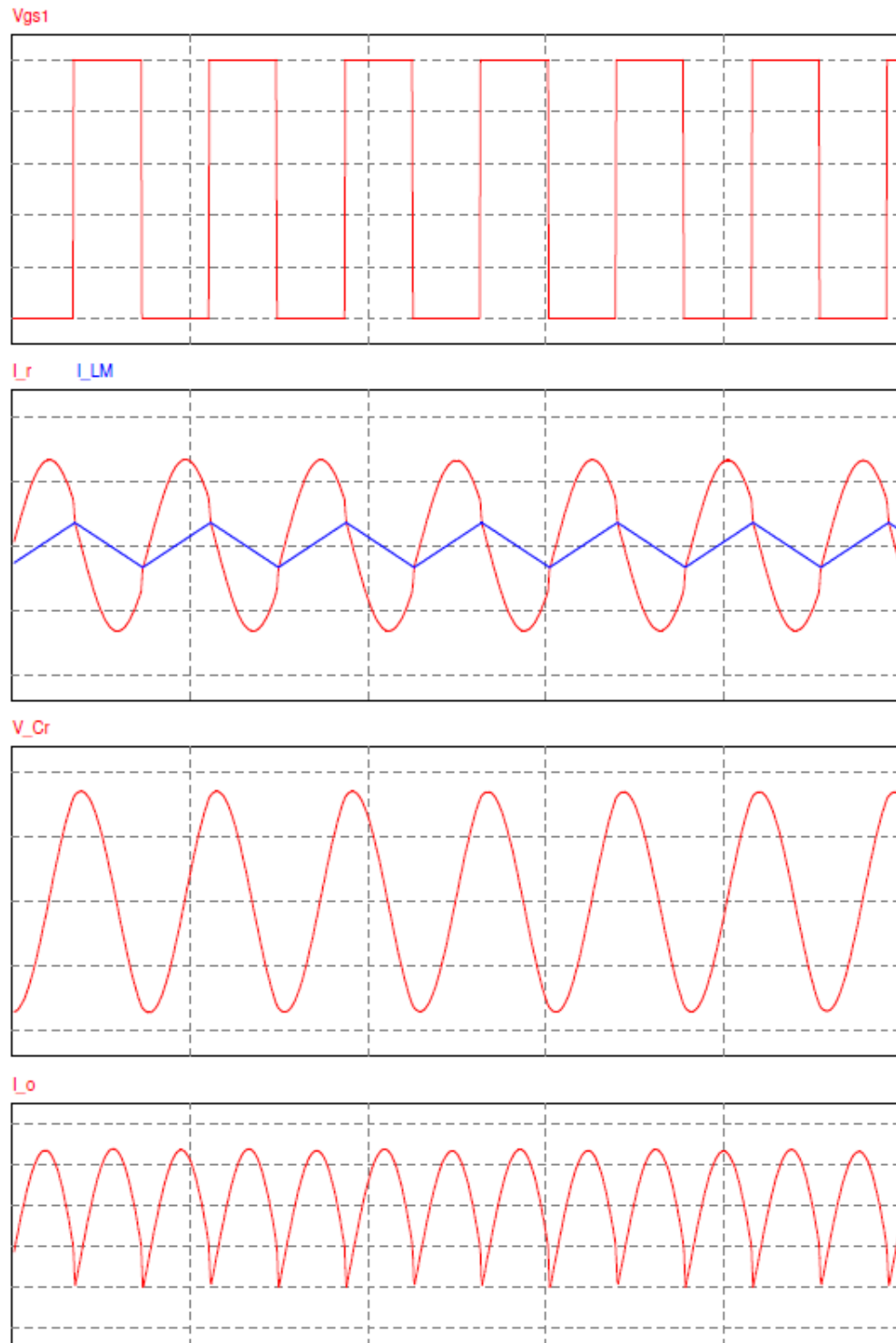


Рис. 2.12

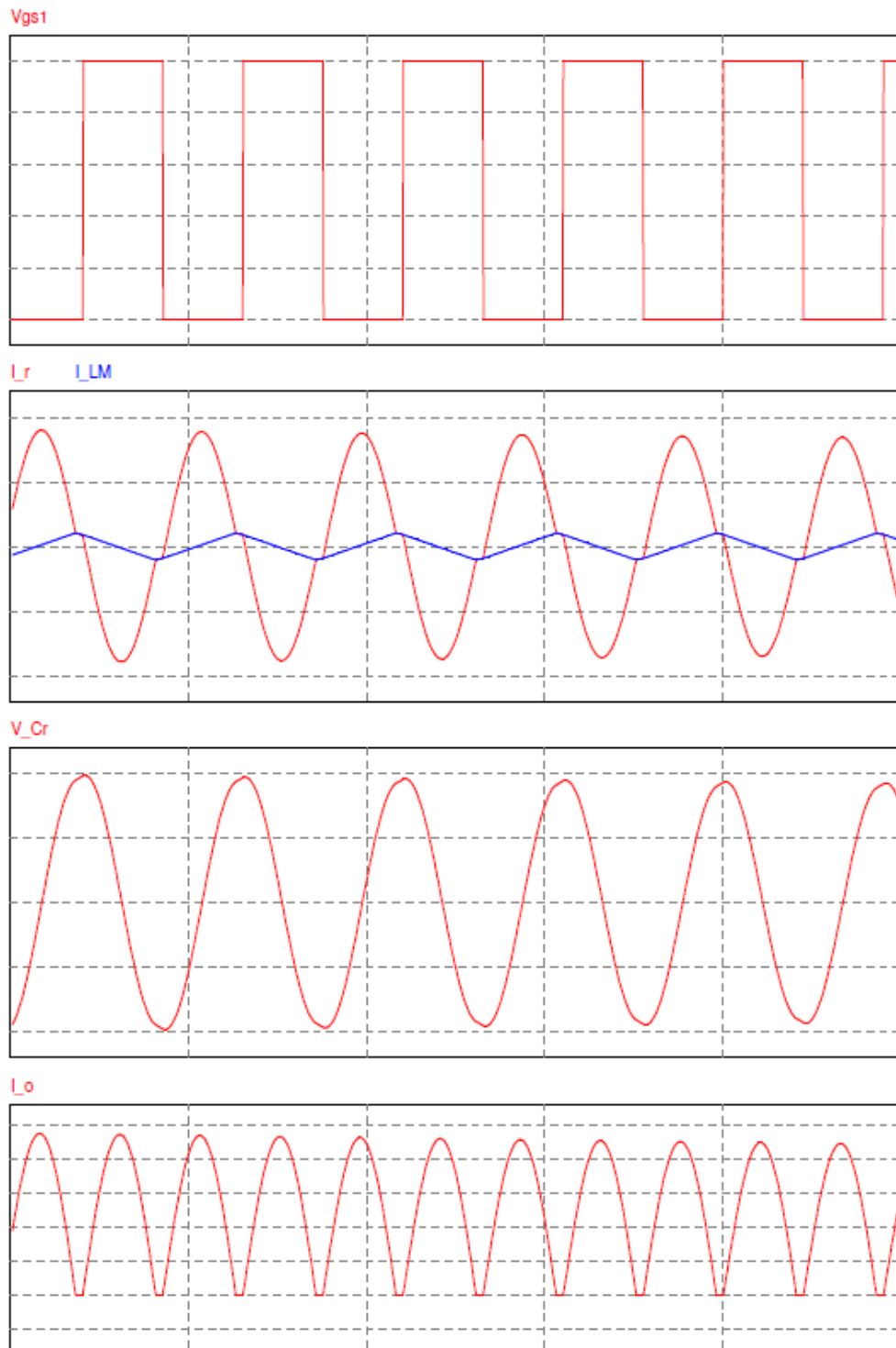


Рис. 2.13

Висновки

Серед розглянутих резонансних топологій най ефективнішою є LLC резонансний перетворювач, оскільки дана схема дозволяє керувати вихідною

напругою незалежно від значення навантаження в малому діапазоні частоти комутації. Також дана топологія дозволяє забезпечити перемикання МДН транзисторів в нулях напруги (ZVS). При проектуванні даного перетворювача слід звернути увагу на розробку височастотного трансформатора з достатньо високим значенням індуктивності витрат, що збільшує магнітну ітеграцію і зменшує масогабаритні показники. Для додаткового підвищення ефективності роботи перетворювача рекомендується використовувати схему керованого випрямляча.

3. РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

3.1 Побудова системи керування

В резонансних LLC перетворювачах напругою навантаження можна керувати або змінюючи частоту комутації або змінюючи різницю фаз між інверторами. В якості системи керування використовуватимемо їх комбінацію зображеної на схемі електричній структурні в додатку А.

Схема електрична принципова перетворювача складається з послідовної індуктивності L_r , послідовного конденсатора C_r і паралельної індуктивності L_m (де L_r та L_m складові трансформатора). Керуючі імпульси затворів для VT1 і VT4 знаходяться у фазі, але знаходяться у протифазі щодо імпульсів затвора для VT2 і VT3. При позитивному напрямку струм протікає через відкриті транзистори, а при відємному – через антипаралельні діоди, дорозряджаючи ємності C_{ds} . Синусоїдальна форма напруги трансформується у вторинне коло, випрямляється через повномостовий діодний випрямляч і надходить до транзистора VT5, який комутує її через Г-подібний фільтр на навантаження. Робота перетворювача регулюється двома контролерами, які створюють сигнали керування для повномостового інвертора VT1-VT4 та вихідного транзистора VT5 (додаток Б)

У подальшому аналізі передбачається, що перетворювач працює в режимі безперервної провідності, а напівпровідники мають ідеальні характеристики.

3.2 Опис математичної моделі перетворювача

Для аналізу роботи схеми зробимо наступні припущення:

- 1) всі комутаційні транзистор, діоди, індуктори та конденсатори є ідеальними;
- 2) втрати в резонансному контурі відсутні;

- 3) використовується ідеальні джерела живлення;
 4) високочастотний трансформатор є ідеальний з коефіцієнтом трансформації $n = 1$;

Еквівалентна схема перетворювача представлена на рис. 3.1:

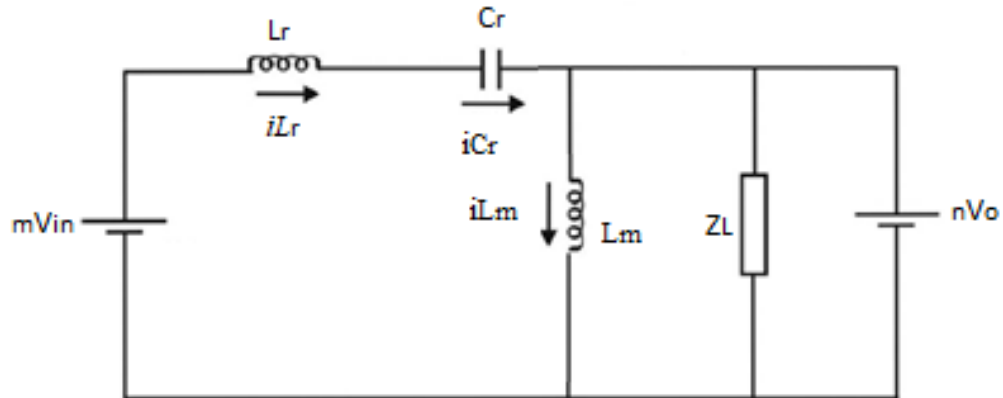


Рис. 3.1

Для якої вектор станів матиме наступний вигляд

$$\dot{x} = Ax + Bu.$$

Рівняння станів LLC резонансного перетворювача визначаються як:

$$\frac{di_{L_r}}{dt} = \frac{m}{L_r} V_{in} - \frac{n}{L_r} V_o - \frac{1}{L_r} V_{Cr}, \quad \frac{dV_{Cr}}{dt} = \frac{1}{C} i_{L_r}, \quad \frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{n}{L_m} V_o.$$

З наведених рівнянь отримаємо:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_r} \\ V_{Cr} \\ i_{L_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_r}(t) \\ \frac{dV_{Cr}}{dt}(t) \\ i_{L_m}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m}{L_r} & -\frac{n}{L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{n}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \\ V_o \end{bmatrix}.$$

Сума функцій нульового входу та нульового стану визначається:

$$X(t) = [\Phi(t)[X(0)]] + L^{-1}[\Phi(s)B[U(s)]].$$

Розв'язавши рівняння отримаємо наступні рекурсивні формули для струмів та напруг:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ V_{Cr} \\ i_{Lm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega(t-t_{p-1}) & \frac{\sin \omega(t-t_{p-1})}{L_r \omega} & 0 \\ \frac{-\sin \omega(t-t_{p-1})}{C_r \omega} & \cos \omega(t-t_{p-1}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr}(t-t_{p-1}) \\ \frac{dV_{Cr}}{dt}(t-t_{p-1}) \\ i_{Lm}(t-t_{p-1}) \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{mV_{in} - nV_o}{Z_L \sin \omega(t-t_{p-1})} \\ mV_{in} - nV_o [1 - \cos \omega(t-t_{p-1})] \\ \frac{nV_o}{L_m(t-t_{p-1})} \end{bmatrix}.$$

З отриманого рівняння можна зробити висновок, що напруга на виході не залежить від опору навантаження, а підсилення перетворювача має синусоїдальний характер.

3.3 Розрахунок основних компонентів перетворювача

Для подальшого аналізу необхідно розрахувати основні елементи резонансного перетворювача згідно наступних параметрів представлених в табл. 3.1:

Таблиця 3.1

Параметр	Величина
Вхідна напруга	350В
Відхилення вхідної напруги	5%
Максимальна вихідна напруга	100 В
Максимальний вихідний струм	1 А
Коефіцієнт корисної дії	90%
Резонансна частота	100кГц

Добротність $Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}}$ залежить від величини навантаження.

Значення добротності є досить варіативним і не має точного розрахунку, однак не слід обирати його надто великим, оскільки втрачається можливість регулювання вихідною напругою, тому значення $Q=0,5$ обираємо згідно з рекомендаціями фірми Fairchild [3].

Важливим є вибір оптимального параметру відношення повної індуктивності L_p LLC-контура до резонансної індуктивності L_r :

$$m = \frac{L_r}{L_p}.$$

Вибір цієї величини здійснюється таким чином, щоб досягти мінімального підсилення. Згідно з рекомендацій фірми Fairchild [3] оптимальним значенням $m = 5$.

Знаючи коефіцієнт k знайдемо максимальне і мінімальне підсилення резонансного контуру та коефіцієнт трансформації:

$$M_{MIN} = \frac{m+1}{m} = 1,20,$$

$$M_{MAX} = \frac{V_{IN_MAX}}{V_{IN_MIN}} M_{MIN} = 3,772,$$

$$n = \frac{V_{IN_MAX}}{2 \cdot (V_{OUT} + V_F)} M_{MIN} = 3,45,$$

де V_F – максимальне пряме падіння напруги діоду випрямляча.

З відомим коефіцієнтом трансформації розрахуємо еквівалентний опір навантаження перерахованого в первинну обмотку:

$$Z_L = \frac{8}{\pi^2} \cdot n^2 \cdot \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT_MAX}} = 165 \Omega.$$

Ємність резонансного контуру:

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Q \cdot f_R \cdot Z_L} = 15 \text{ нФ}.$$

Резонансну індуктивність розрахуємо за наступною формулою

$$L_r = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F_R)^2 C_r} = 168 \text{ мкГн}.$$

Індуктивність трансформатора з розірваною вторинною обмоткою визначається як:

$$L_l = \frac{(m+1)^2}{(2m+1)} L_r = 549 \text{ мкГн}.$$

Тоді індуктивність L_m визначатиметься як різниця L_l і L_r :

$$L_m = L_l - L_r = 381 \text{ мкГн}.$$

3.4 Аналіз стійкості системи

Знаючи основні характеристики елементів резонансного перетворювача, знайдемо передаточну характеристику:

$$K_U(S) = \frac{Z_L C_r s}{(L_r + L_m) C_r s^2 + Z_L C_r s + 1} = \frac{3,9 \cdot 10^{-6} s}{9,62 \cdot 10^{-12} s^2 + 3,9 \cdot 10^{-6} s + 1}.$$

З отриманої передаточної характеристики визначимо стійкість системи за критерієм Ляпунова. Згідно якого [52], система є асимптотично стабільною, якщо для будь-якої матриці Q для якої виконується умова $Q = Q^T > 0$ існує така матриця $P = P^T > 0$, яка задовольняє наступне рівняння:

$$A^T P + P A + Q = 0. (*)$$

Спочатку переведемо передаточну функцію в еквівалентне представлення просторі змінних станів:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t), \\ y(t) &= C(t)x(t) + D(t)u(t), \end{aligned}$$

де $x(t)$ - вектор стану системи; $y(t)$ - вектор виходу; $u(t)$ - вектор керування; $A(t)$ - матриця системи; $B(t)$ - матриця керування; $C(t)$ - матриця виходу; $D(t)$ - матриця прямого зв'язку.

Часто матриця $D(t)$ рівна нулю, це означає, що в системі немає явного прямого зв'язку.

Для цього скористаємося вбудованою функцією *tf2ss* програми MATLAB/Simulink, записавши всі коефіцієнти при s чисельника передаточної функції у вектор b , знаменника в вектор a , отримаємо:

$$A = \begin{bmatrix} -405405 & -103950103950 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = [405405 \quad 0], \quad D = 0.$$

Оберемо Q рівною одиничній матриці другого рангу

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow Q = Q^T > 0.$$

Вирішимо рівняння (*) за допомогою вбудованої функції *lyap(A,Q)* MATLAB/Simulink підставивши знайдену матрицю A та обрану матрицю Q , отримаємо розв'язок:

$$P = \begin{bmatrix} 1,28 \cdot 10^{-6} & 4,8 \cdot 10^{-12} \\ 4,8 \cdot 10^{-12} & 128205 \end{bmatrix}.$$

Оскільки матриця P задовольняє умову $P = P^T > 0$ і є рішенням рівняння (*), то дана система є асимптотично стабільною.

Дослідимо стійкість системи побудувавши кореневий годограф. Використовуючи вбудовану функцію MATLAB/Simulink *rlocus*, отримаємо наступний графік, рис. 3.2:

Оскільки два полюси розташовані у від'ємній частині площині дійсних значень, та при збільшенні коефіцієнта підсилення від 0 до ∞ мають вертикальну асимптотичність, то дана система є стійкою.

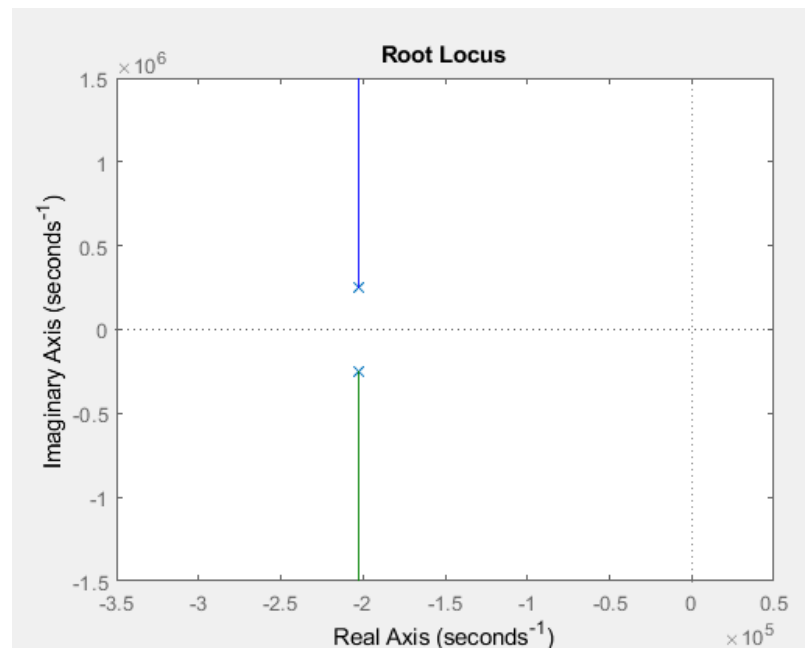


Рис. 3.2

Дослідимо стійкість системи за критерієм Найквіста, побудувавши діаграму Найквіста за допомогою вбудованої функції MATLAB/Simulink *rlocus*, рис. 3.3.

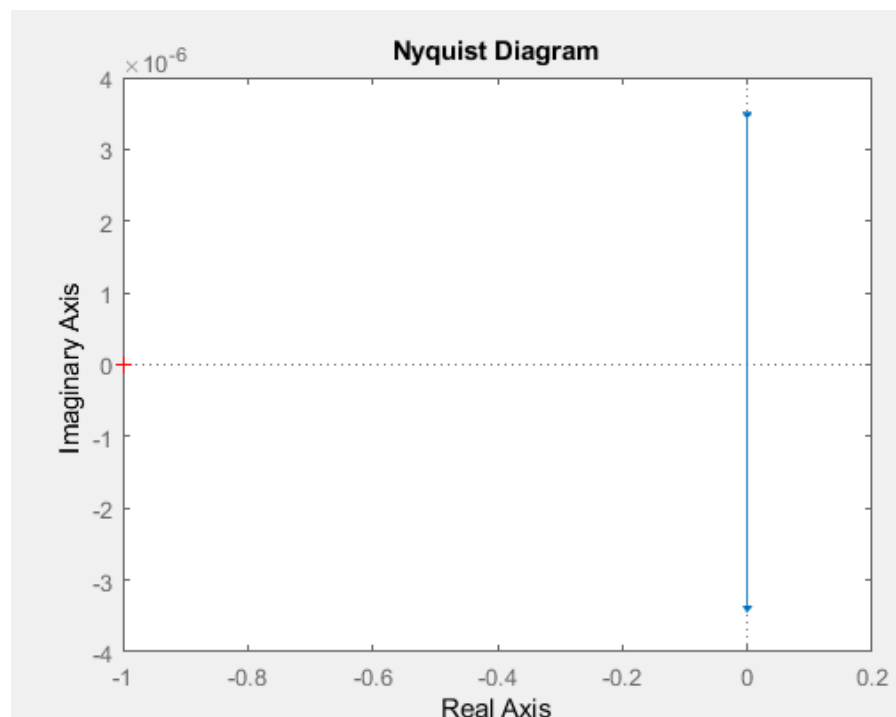


Рис. 3.3

З діаграми чітко видно, що АФЧХ розімкненої функції резонансного перетворювача не охоплює точку $(-1; 0j)$, а отже замкнена система стійка.

3.5 Розробка СК на основі ПІД регулятора

PID-контролери - це, мабуть, найбільш часто використовувані структури контролерів у промисловості. Однак вони представляють певні проблеми перед інженерами приладобудування з точки зору налаштування коефіцієнтів підсилення, необхідних для стабільності роботи пристрою під перехідних процесів.

Стандартний PID-контролер, функція передачі якого, являє собою суму трьох складових пропорційну, інтегруючу та диференційну (рис. 3.4), як правило, записується у паралельній формі або ідеальній формі:

$$G(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s,$$

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right).$$

Пропорційна складова в контролері, як правило, допомагає встановити систему та покращити реакцію замкнутого контуру. Ця загальна керуюча дія, пропорційна сигналу помилки через коефіцієнт підсилення. Диференціююча складова часто використовується, коли необхідно ще більше вдосконалити швидкість відгуку в закритому циклі. Інтегральна складова – зменшує кінцеве відхилення системи (стаціонарну похибку) від наперед заданого еталонного значення, через низько-частотну компенсацію інтегратором. Теоретично диференційна складова свідчить про швидкість зміни вимірюваної змінної контролером. Її значення покращує перехідну характеристику через компенсацію диференціатором. Схематичне зображення даного регулятора наведено на рис. 3.4.

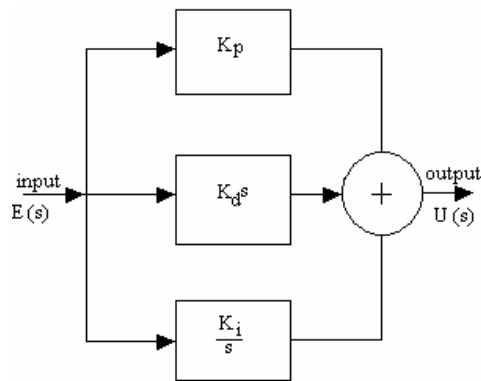


Рис. 3.4

Структурна схема пропорційно-інтегруючо-диференційного контролера для інверторної – та випрямляючої ланки перетворювача представлені на рис. 3.5 та рис. 3.6 відповідно.

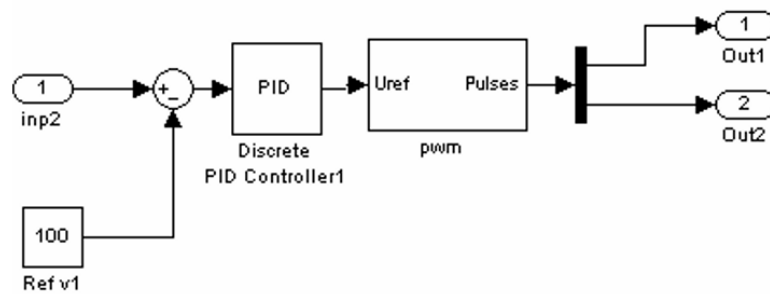


Рис. 3.5

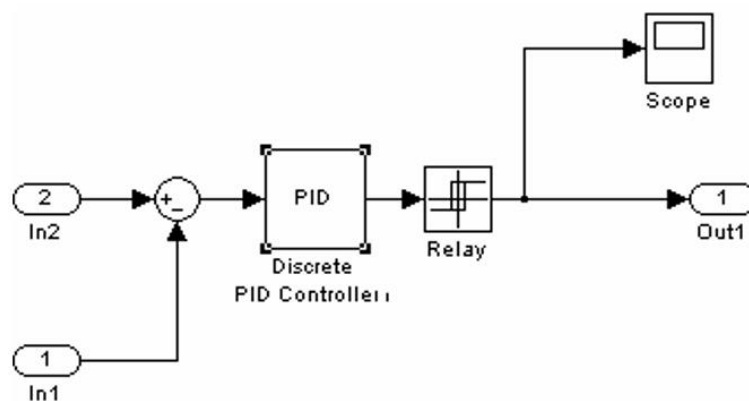


Рис. 3.6

Схема роботи резонансного перетворювача з СК на ПД регулятора представлений в додатку Б

3.6 Розробка СК на основі нечіткої логіки (Fuzzy logic)

Нечітка логіка - це набір загальноприйнятих (булевих) логік, розширених для обробки концепції часткових значень істини між «повністю правдивими» та «повністю помилковими». Як випливає з назви, саме логіка, що лежить в основі способів міркування, є приблизною, а не точною. Важливість нечіткої логіки заключається в тому, що більшість способів міркування людини носять схожий характер [53-56].

Нечітка логіка була розроблена Лотфі А. Заде в 1961 році для того, щоб забезпечити математичні правила і функції, які обробляли запити на природній (інтуїтивній) мові. Нечітка логіка забезпечує спосіб обчислення проміжних значень між абсолютною істиною і абсолютною помилкою з результируючими значеннями в діапазоні від 0,0 до 1,0, рис. 3.7.

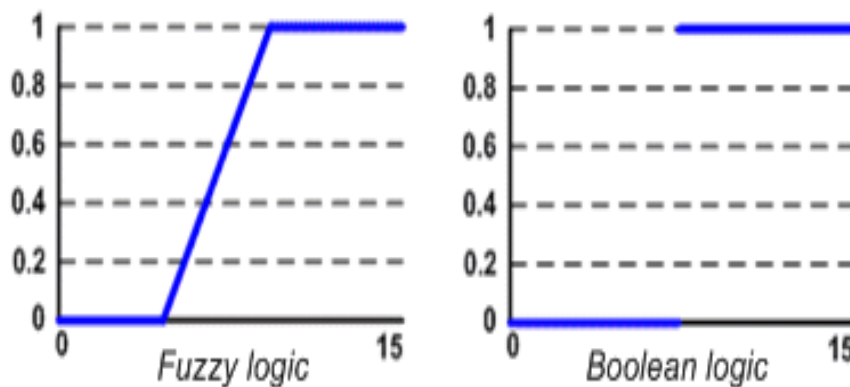


Рис. 3.7

Основні частини кожного нечіткого регулятора показані на рис. 3.8. Контролер нечіткої логіки (FLC) складається з інтерфейсу фазифікації, бази знань, механізму обчислення і інтерфейсу дефазифікації.

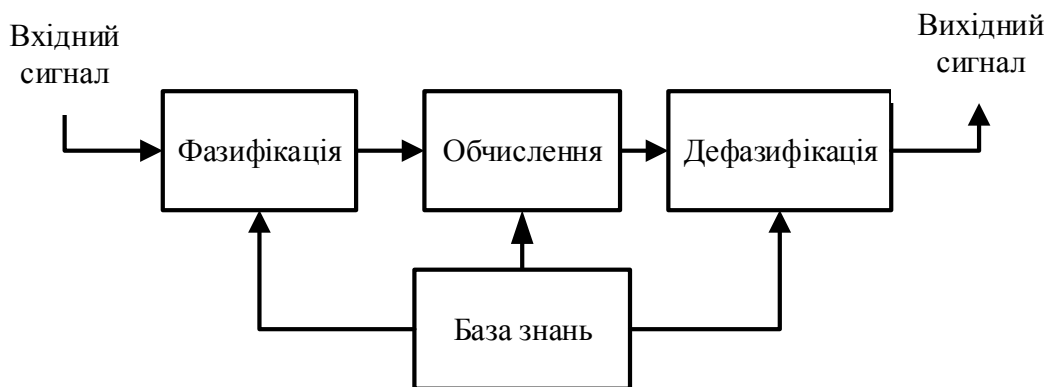


Рис. 3.8

На першому етапі обробки нечіткої логіки чіткі вхідні дані перетворюються в нечіткі вхідні дані, як показано на рис. 3.8. Це перетворення називається фазифікацією. Система повинна перетворити числові значення в мову і відповідні області, щоб дозволити механізму нечіткого обчислення зробити висновок, щоб перетворити чіткі вхідні дані в нечіткі вхідні дані, функції приналежності повинні бути спочатку визначені для кожного вхідного сигналу. Як тільки функції приналежності визначені, фазифікація приймає вхідне значення в реальному часі, таке як вихідна напруга, наприклад, і порівнює його зі збереженою інформацією про функції приналежності, щоб отримати нечіткі вхідні значення. Фазифікація відіграє важливу роль у роботі з невизначеною інформацією, яка може бути об'єктивною за своєю природою [57,58].

Наступним іде етап обчислення, на якому використовуються різні методи нечіткої логіки, такі як: метод Мамдані, Ларсена, Цукамото і Сугено, Такагі-Сугено-Канг. Найбільш значущими та вживаними в нечітких регуляторах є методи Мамдані і Такагі-Сугено.

Метод Мамдані є найбільш популярним методом нечіткого обчислення. У 1974 році професор Лондонського університету Ебрахім Мамдані побудував одну з перших нечітких систем для управління комбінацією парової машини і

котла. Процес нечіткого неіткої обробки за методом Мамдані виконується в чотири етапи [56]:

- 1) фазифікація входних змінних;
- 2) оцінка правил;
- 3) акумуляція правил;
- 4) дефазифікація.

Щоб проілюструвати нечіткий висновок, розглянемо просте завдання з двома входами і одним виходом, що включає три правила:

Правило (1): якщо X-A3 або Y-B1, то Z-C1;

Правило (2): якщо X-A2, а Y-B2, то Z-C2;

Правило (3): Якщо X-A1, то Z-C3.

Крок 1. Фазифікація

Першим кроком нечіткого міркування є фазифікація входів в контролері, яка полягає в тому, щоб взяти чіткі входи, $x1$ і $y1$, і визначити ступінь, в якій ці входи належать кожному з відповідних нечітких множин. Це означає, що кожному чіткому значенню входних даних ми приписуємо набір ступенів приналежності ($m_j, j=1, n$) до нечітких множин, рис. 3.9.

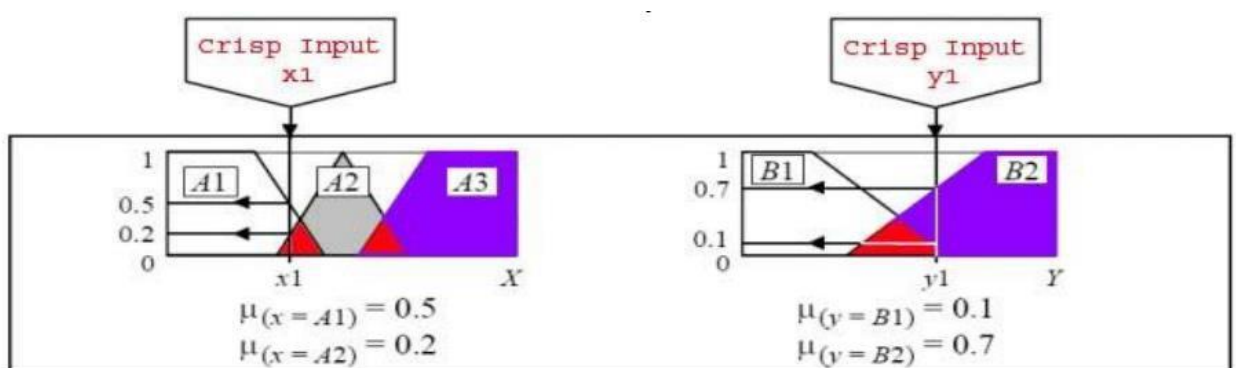


Рис. 3.9

Крок 2. Оцінка правил

Другий крок полягає в тому, щоб взяти нечіткі вхідні дані ($x=A1$)= 0.5 , ($x=A2$)= 0.2 , ($y=B1$)= 0.1 і ($y=B2$)= 0.7 і застосувати їх до прообразів нечітких правил. Якщо дане нечітке правило має кілька прообразів, то нечіткий оператор («І» або «або») використовується для отримання одного числа, що представляє результат оцінки даного прообразу. Це число (значення істинності) потім застосовується до наступної функції приналежності. Для оцінки диз'юнкції правил прообразів використовують операцію «або» нечіткої логіки, при чому вона дорівнює вибору максимального значення з результату одного з правил:

$$\mu A(x) \cup B(x) = \max[\mu A(x), B(x)].$$

Функція кон'юнкції виражається через вибір мінімуму серед значень двох правил:

$$\mu A(x) \cap B(x) = \min[\mu A(x), B(x)].$$

Найбільш поширений метод кореляції правила, що впливає з значення істинності попереднього правила, полягає в тому, щоб скоротити функцію приналежності на рівні попередньої істинності (рис. 3.10).

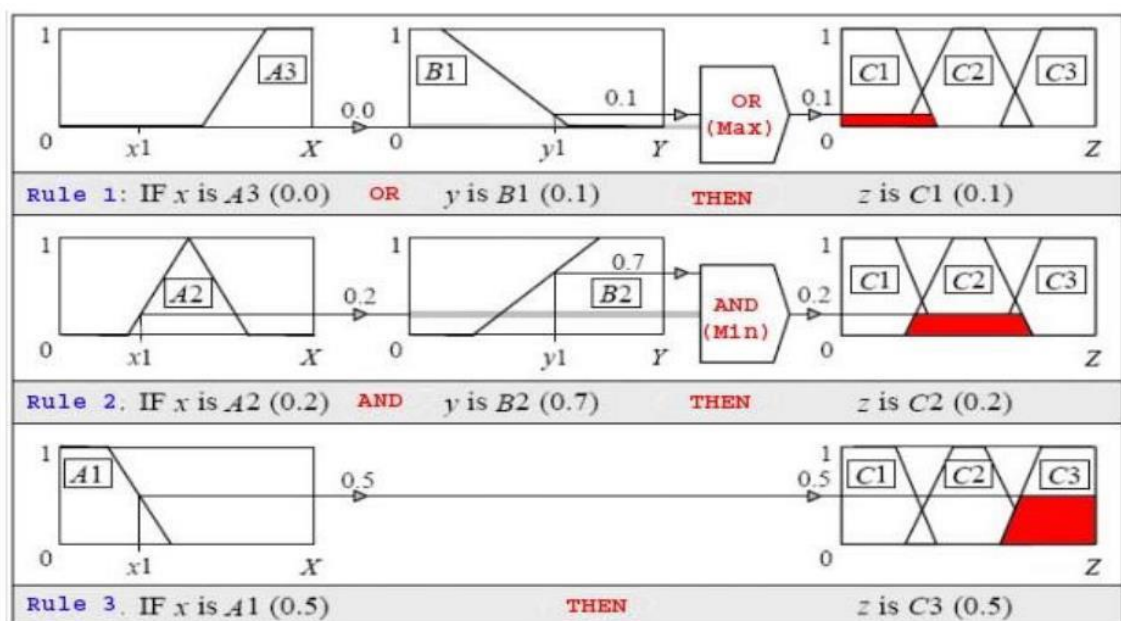


Рис. 3.10

Цей метод називається відсіканням. Оскільки вершина функції приналежності зрізана, відсічена нечітка множина втрачає деяку інформацію. Однак відсікання все ще є кращим, оскільки воно включає в себе менш складну і швидшу математику і створює агреговану вихідну поверхню, яку легше дефазифікувати.

Крок 3. Акумуляція правил

Акумуляція - це процес уніфікації результатів усіх правил. Функції приналежності всіх послідовностей правил попередньо обрізаються або масштабуються і об'єднуються в єдиний нечіткий набір, рис 3.11.

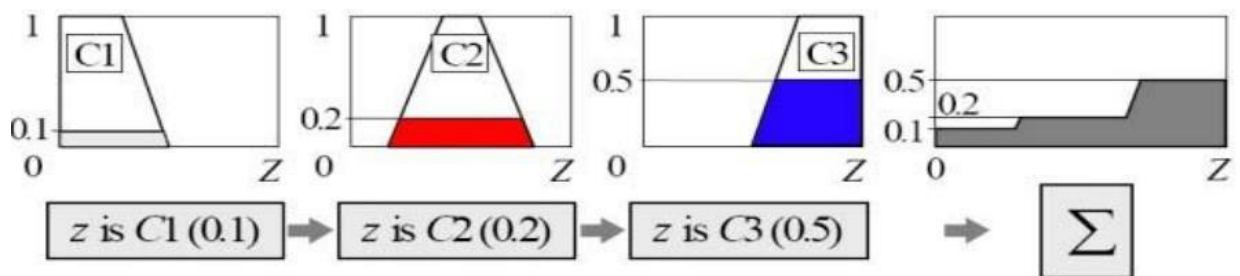


Рис. 3.11

Крок 4. Дефазифікація

Цей крок буде детально описаний далі. Для наочності використаємо метод COG (center of gravity) для вирішення дефазифікації, як показано на рис. 3.12.

Переваги нечіткого методу Мамдані:

- інтуїтивно зрозумілий і простий в побудові.
- широко використовується для систем другого порядку з лінійними та нелінійними характеристиками.
- має широке визнання.

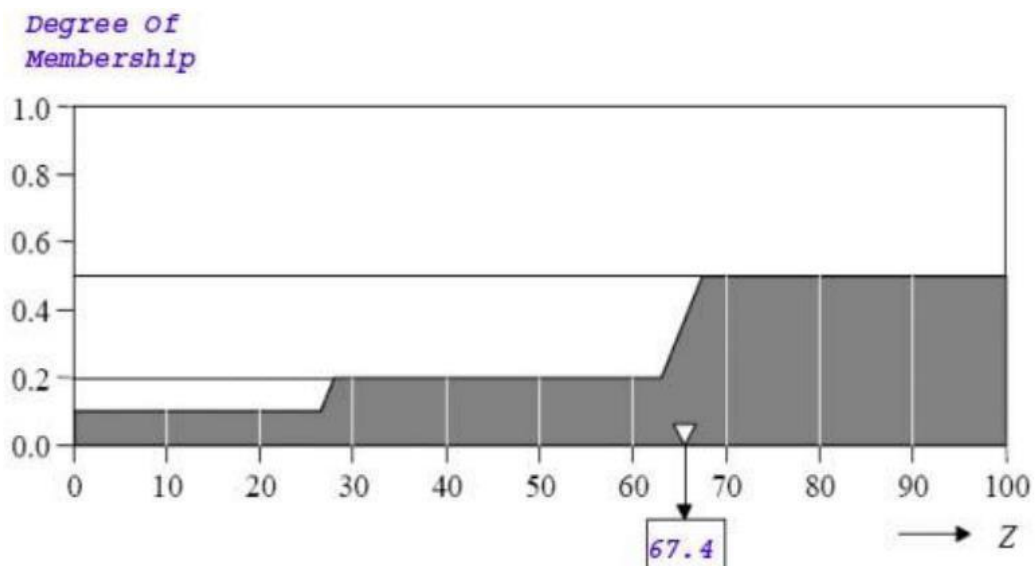


Рис. 3.12

Недоліки нечіткого методу Мамдані:

- підходить тільки для систем з тривалою затримкою, таких як система контролю температури, оскільки він занадто простий для швидкого управління процесом.
- потребує додаткового пристрою для підвищення ефективності, під час керування системою високочастотного введення.

Метод Сугено

Нечітке обчислення за методом Сугено дуже схоже на метод Мамдані. Сугено змінив тільки одне правило. Замість нечіткої множини він використовував математичну функцію вхідної змінної[59].

Форма правила за модел'ю Сугено:

якщо $X-A$, а $Y-B$, то $Z=f(x, y)$,

де X , Y і Z -лінгвістичні змінні; A і B -нечіткі множини; а $f(x,y)$ - математична функція.

Найбільш часто використовувана нечітка модель Сугено нульового порядку застосовує нечіткі правила в наступному вигляді:

якщо $X=A$, а $Y=B$, то $Z = k$, де k -постійна величина.

У цьому випадку вихід кожного нечіткого правила є постійним. Рис. 3.13, 3.14 ілюструють принцип моделі Сугено.

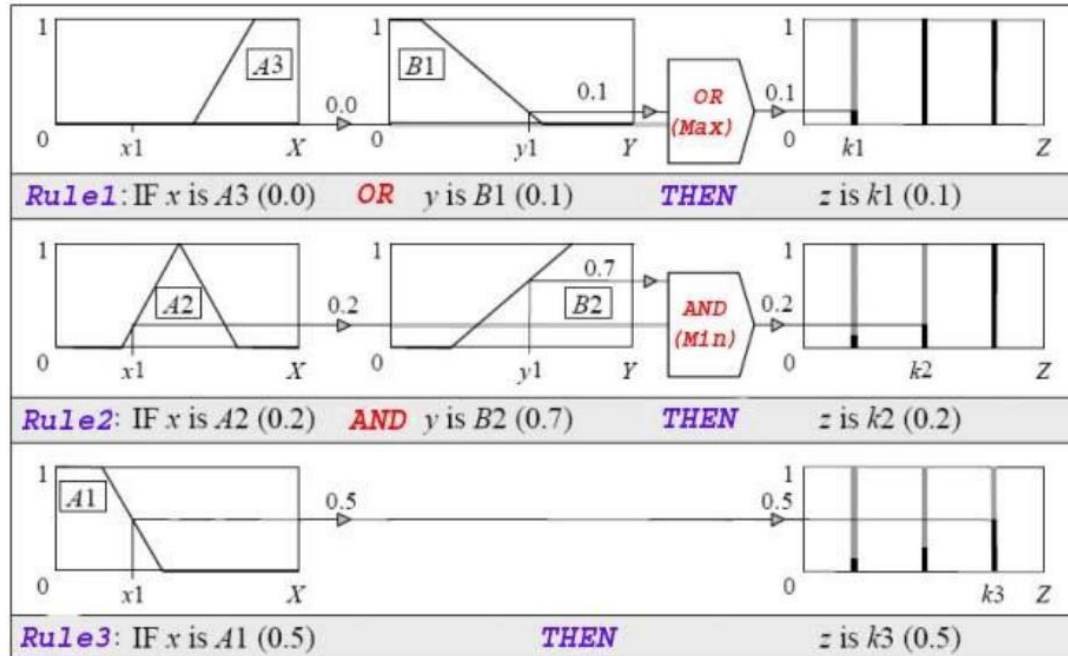


Рис. 3.13

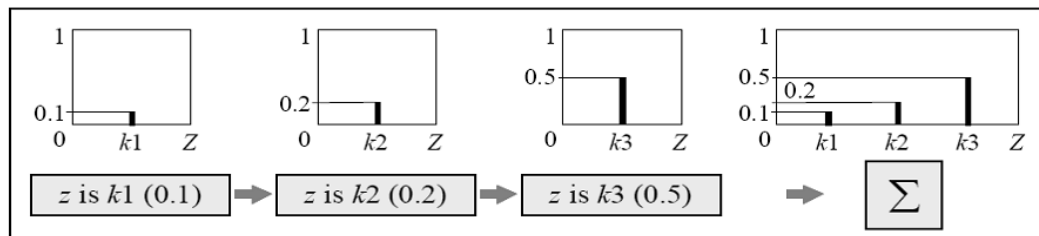


Рис. 3.14

Для етапу дефазифікації краще використовувати метод зваженого середнього. Кінцевий вигляд регулятора на нечіткій логіці зображений на рис. 3.15:

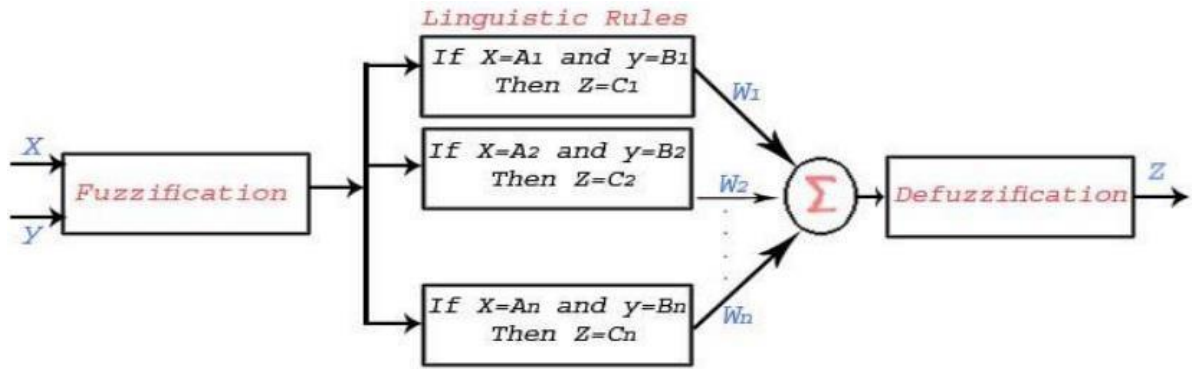


Рис. 3.15

Дефазифікація відноситься до способу вилучення числового значення з нечіткої множини як репрезентативного значення. Загалом, існує п'ять способів дефазифікації. Нижче наводиться коротке пояснення кожної стратегії дефазифікації [20].

- За центром області Z_{COA} :

$$Z_{COA} = \frac{\int \mu(Z) Z dz}{\int \mu(Z) dz}.$$

Це найпоширеніша стратегія дефазифікації, яка нагадує розрахунок значень математично очікування. Різні методи дефазифікації показані на рис. 3.16.

- За бісектрисою бісектрисою області Z_{BOA} :

$$\int_a^{Z_{BOA}} \mu_{aA}(Z) Z dz = \int_{Z_{BOA}}^{\beta} \mu_A(Z) Z dz,$$

де

$$a = \min \{z \mid z \in Z\}, \quad \beta = \max \{z \mid z \in Z\}.$$

- За максимальним значенням Z_{MOM} :

$$Z_{COA} = \frac{\int Z dz}{dz}.$$

- За найменшим із максимуму Z_{SOM} .
- За найбільшим із максимуму Z_{SOM} .

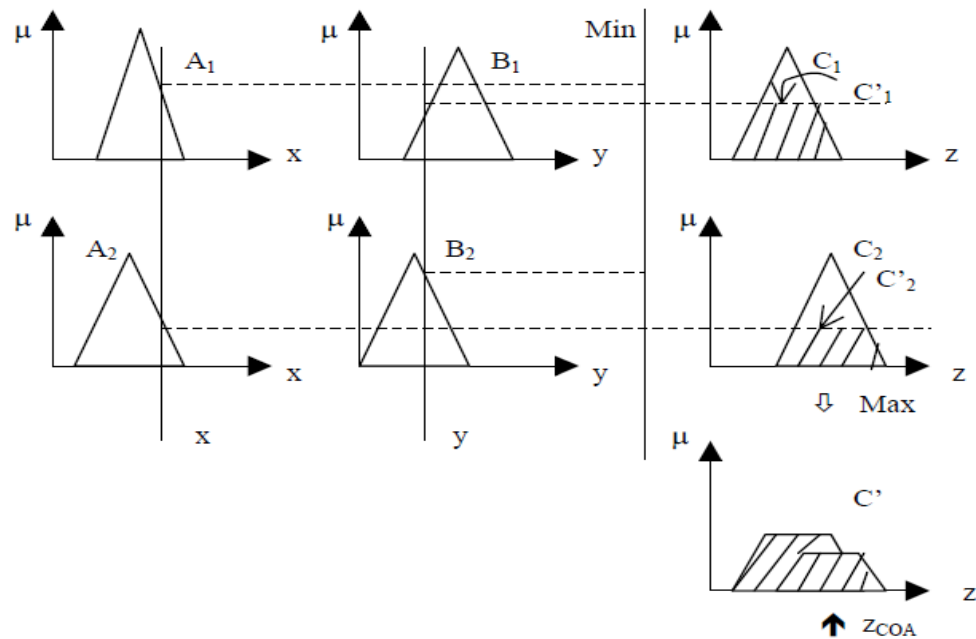


Рис. 3.16

Переваги моделі Такагі-Сугено:

- добре працює з лінійними методами (наприклад, управління PID);
- добре працює з оптимізацією та адаптивними методами;
- має гарантовану безперервність вихідної поверхні;
- добре підходить для математичного аналізу;
- може оптимізувати параметри виходу для підвищення ефективності.

Недоліки нечіткого методу Сугено:

- не є інтуїтивним;
- при використанні методу Сугено більш високого порядку він є складним.

Метод Мамдані широко використовується для отримання експертних знань. Це дозволяє описати досвід більш інтуїтивно, більш по-людськи. Однак нечітке обчислення типу Мамдані тягне за собою істотні обчислювальні витрати.

З іншого боку, метод Сугено є обчислювально ефективним і добре працює з оптимізаційними і адаптивними методами, що робить його дуже привабливим в задачах управління, особливо для динамічних нелінійних систем[59].

Розробка регулятора на основі нечіткої логіки для резонансного LLC перетворювача

Контролер нечіткої логіки (рис. 3.17) забезпечує адаптивне управління для підвищення продуктивності системи. Нечітка логіка покликана забезпечити ефективнішу роботу для управління нелінійними процесами і для обробки неоднозначних і невизначених ситуацій, ніж класичний ПД регулятор. Нечітке управління для обраного перетворювача постійної напруги розроблено з використанням вхідних функцій приналежності помилки e і зміни помилки Se і вихідних функцій приналежності коефіцієнта шпаруватості ШИМ вихідного транзистора та вихідної функції частоти комутації резонансного контуру.

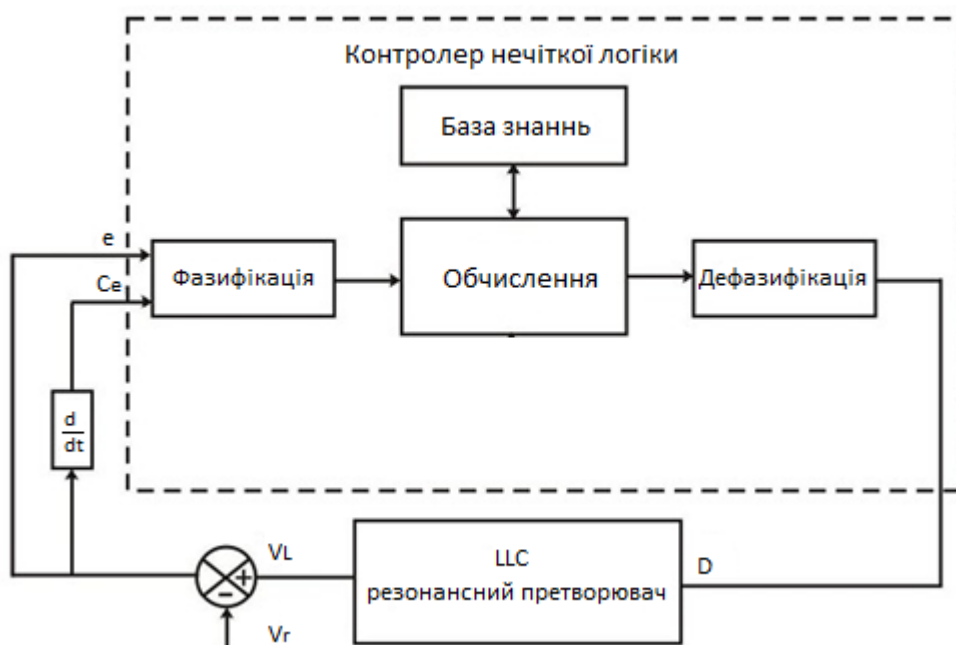


Рис. 3.17

В першому випадку результатом роботи алгоритму нечіткого управління є зміна робочого циклу $[d(k)]$. Робочий цикл $d(k)$ в k -й момент часу вибірки визначається шляхом додавання попереднього робочого циклу $[d(k-1)]$ до розрахованої зміни робочого циклу.

$$d(k) = d(k-1) + \Delta d(k).$$

В другому - контролер встановлює, що вихідна напруга далека від опорного значення, і тоді зміна частоти комутації (Δu) повинна бути великою, щоб швидко привести вихід системи до опорного значення напруги. Коли вихідна напруга наближається до еталонного значення, і тоді необхідна невелика зміна частоти комутації, і якщо вихідна напруга знаходиться біля опорного значення і швидко наближається до неї, то частоту потрібно підтримувати постійною, щоб уникнути перегріву елементів резонансного контуру. Таблиця правил для розробленого нечіткого контролера наведена в табл. 3.2.

На рис. 3.19 показано нечітке логічне управління резонансним перетворювачем LLC з двох входів і однієї вихідної змінної, помилка та зміна помилки є вхідними змінними, тоді як зміна робочого циклу є вихідною змінною.

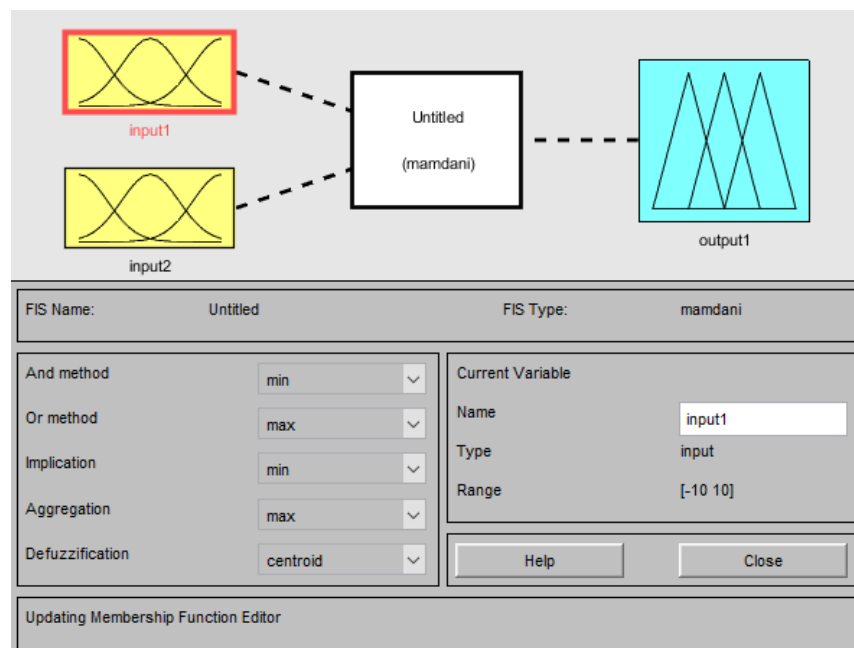


Рис. 3.19

На рис. 3.20 показані нечіткі функції членства, що використовуються для резонансного перетворювача LLC.

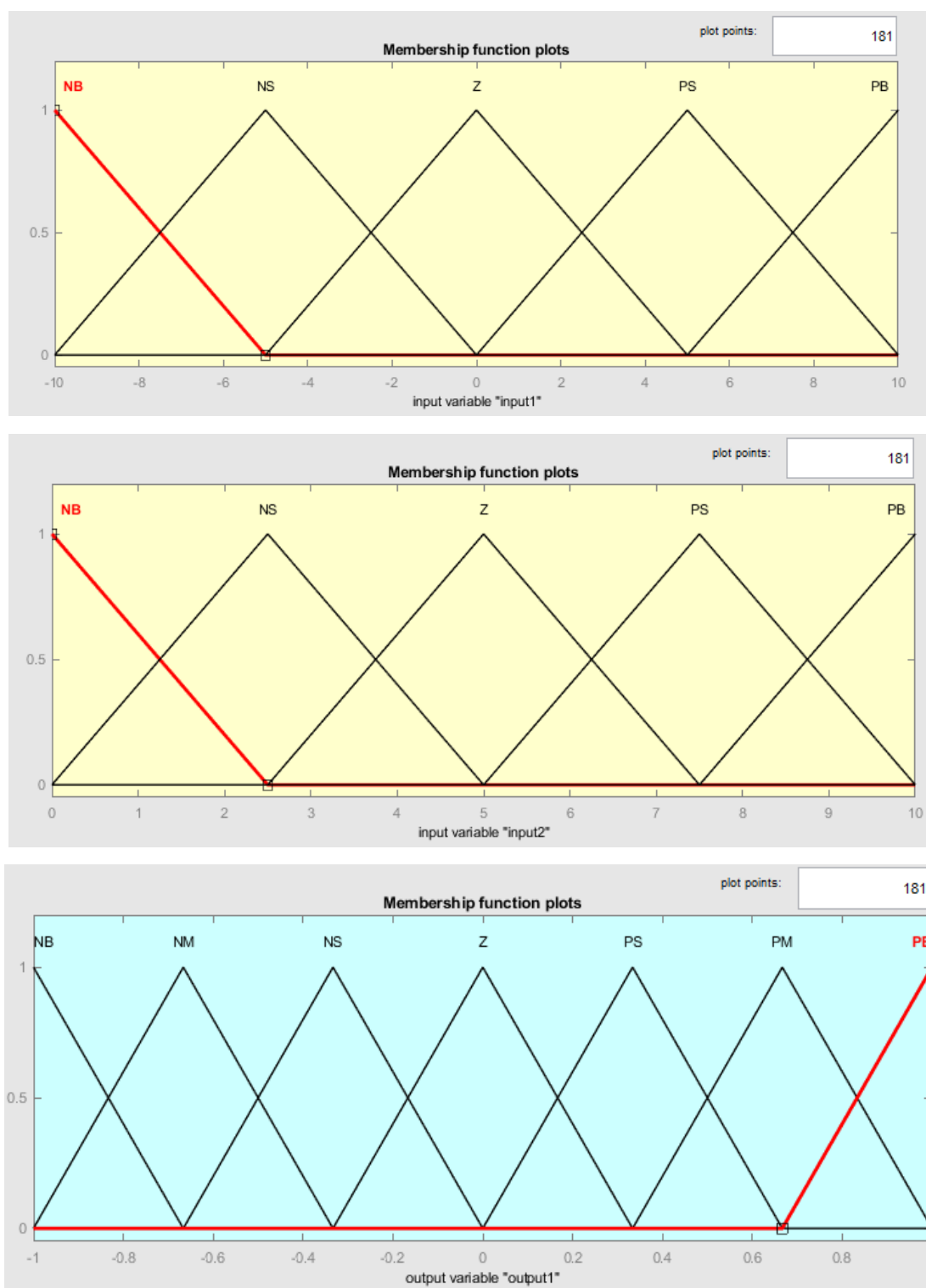


Рис. 3.20

Де, значення функції членства NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB диференціюють вхідні значення помилки e , зміни помилки Se та значень виходу наступним чином:

- NB – негативно велике значення;
- NM – негативно середнє значення;
- NS – негативно мале значення;
- Z – нульове значення;
- PS – позитивно мале значення;
- PM – позитивно середнє значення;
- PB – позитивно велике значення.

Наведені правила управління, які пов'язують нечіткий вихід з нечіткими входами, впливають із загальних знань про поведінку, сприйняття та досвід системи.

Наприклад, помилка e – «+», а зміна помилки Se – «-». Якщо помилка позитивна (фактичний вихід менший від опорного значення), вона повинна зменшуватися до нуля. Тому значення коефіцієнта шпаруватості встановлюється позитивним, щоб збільшити фактичне значення виходу і зменшити помилку до нуля. Те саме, що коли e «-», а Se – «+». Аналогічно, якщо помилка є негативною (фактичне значення виходу більше, ніж опорне значення), вона повинна зменшуватися до нуля. У нечіткому вході контролера помилки та зміни помилок поділяються на п'ять функцій трикутного членства, зміна вихідної зміни в робочому циклі ділиться на сім функцій трикутного членства. З цих тез формується повністю 25 правил, які показані в таблиці правил табл. 3.2, деякі з них є такими:

1. Якщо e - NB, а se - NB, то $\delta d(k)$ – NB;
2. Якщо e - NB, а se - NS, то $\delta d(k)$ – NB;
3. Якщо e - NB, а $se \in Z$, то $\delta d(k)$ – NB;
4. Якщо e дорівнює NB, а se - PS, то $\delta d(k)$ – NM;
5. Якщо e дорівнює NB, а $se \in PB$, то $\delta d(k)$ – Z.

Таблиця 3.2

	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NM	Z
NS	NB	NM	NS	Z	PM
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NM	Z	PS	PM	PB
PB	Z	PM	PB	PB	PB

На рис. 3.21 представлена поверхня нечіткого регулятора. Поверхня показує співвідношення між входами і виходами в будь-якій точці з використанням методу дефазифікації за центром області Z_{COA} .

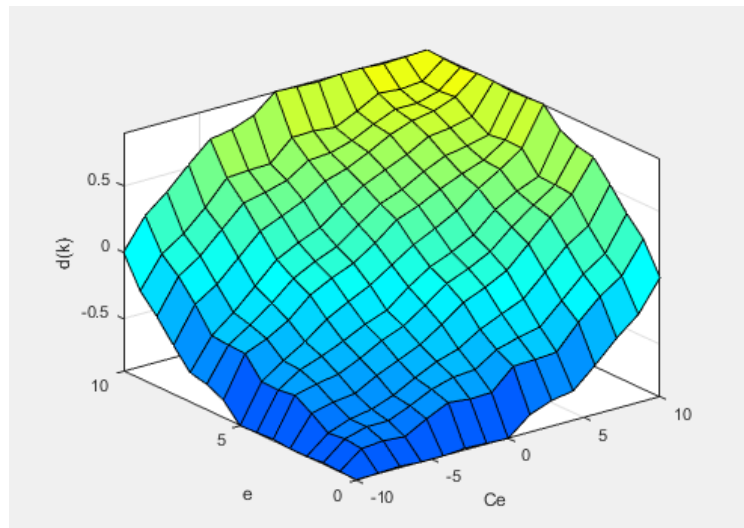


Рис. 3.21

Блок-схема нечіткого контролера представлена в додатку В.

Моделювання замкнутого циклу за допомогою FLC здійснюється за допомогою програмного забезпечення MATLAB/Simulink. Залежно від похибки та зміни похибки обчислюється значення зміни частоти комутації та зміни коефіцієнта шпаруватості ШИМ. Інструкції нечітких заданих входів, виходів і функціональні блоки, доступні в MATLAB. Вся система симулюється з частотою комутації 100 КГц. Нечіткий контролер-1 змінює індекс модуляції (MI) відповідно до вихідної та опорної напруги, що подається на ШИМ-модуль.

ШІМ генерує та виробляє імпульси, що подаються на інверторні перемикачі, які регулюють напругу, що подається на резонансний контур. Схема FLC контролера представлена на рис. 3.22.

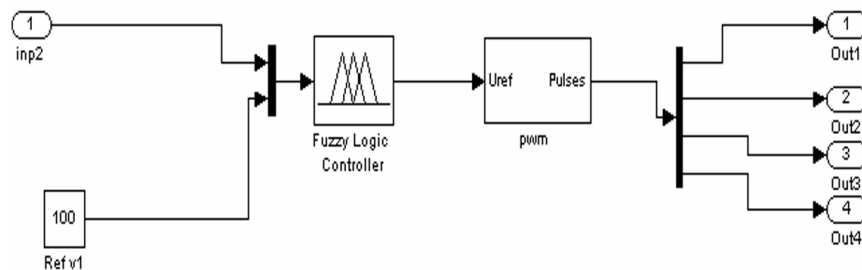


Рис. 3.22

Нечіткий контролер-2 змінює робочий цикл вихідного керованого ключа відповідно до вихідної напруги та опорної напруги. тим самим регулюючи вихідну напругу. Будова FLC контроллера - 2 вихідної ланки перетворювача показана на рис. 3.23.

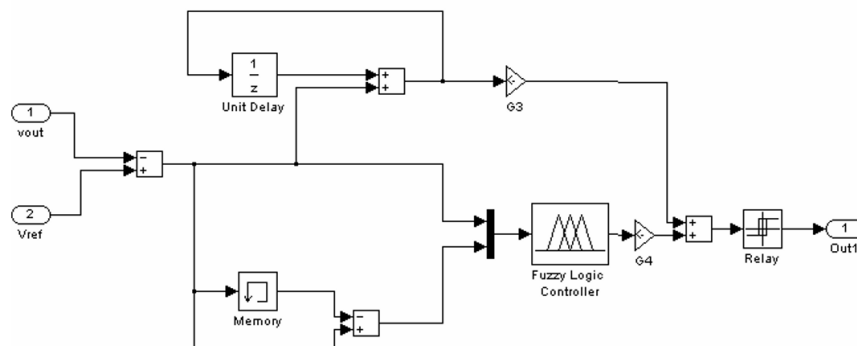


Рис. 3.23

Схема роботи резонансного перетворювача з СК на основі нечіткої логіки представлений в додатку Г.

Висновки

На основі вихідних даних розраховано основні компоненти перетворювача, проведений аналіз стійкості, побудовані системи керування ПД регулятора і контролера на основі нечіткої логіки. Отримані результати свідчать про правильність розрахунків та стійкість системи.

4. РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ

4.1 Результати роботи перетворювача керованого ПД-регулятором

Активне навантаження

Моделювання LLC резонансного перетворювача проводилось для двох різних значень навантаження 50% та 100% на частоті комутації 100 кГц (додаток А). Струм та напруга резонансного контуру при навантаженні 50% та 100% від номінального представленні на рис. 4.1 та рис. 4.2 відповідно:

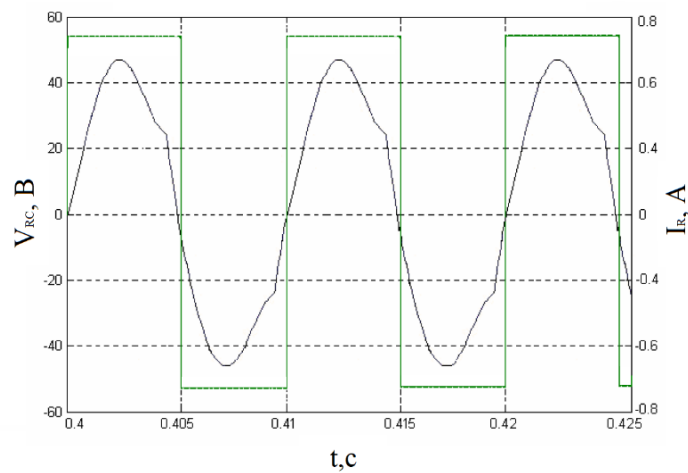


Рис. 4.1

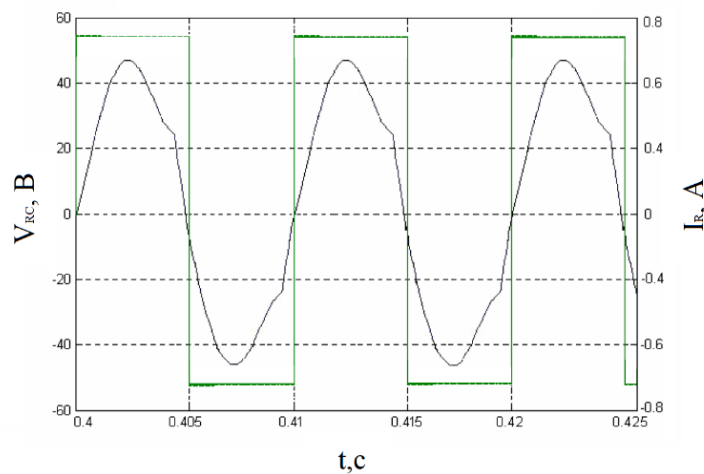


Рис. 4.2

На рис. 4.1 та 4.2 чітко видно незначне спотворення синусоїдальної форми струму резонансного контуру, що пов'язано з впливом індуктивності втрат вторинної обмотки трансформованої в коло первинної обмотки, тим самим незначно змінюючи властивості коливального контуру.

Вихідна напруга перетворювача та коефіцієнт нелінійних спотворень зображені при різному значенню вихідного навантаження на рис. 4.3 та на рис. 4.4.

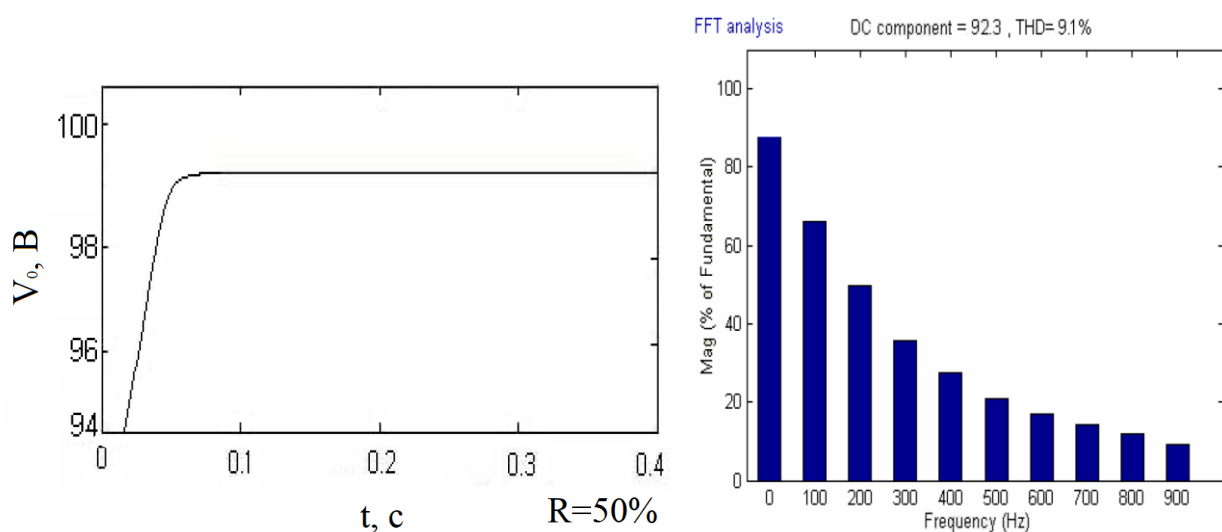


Рис. 4.3

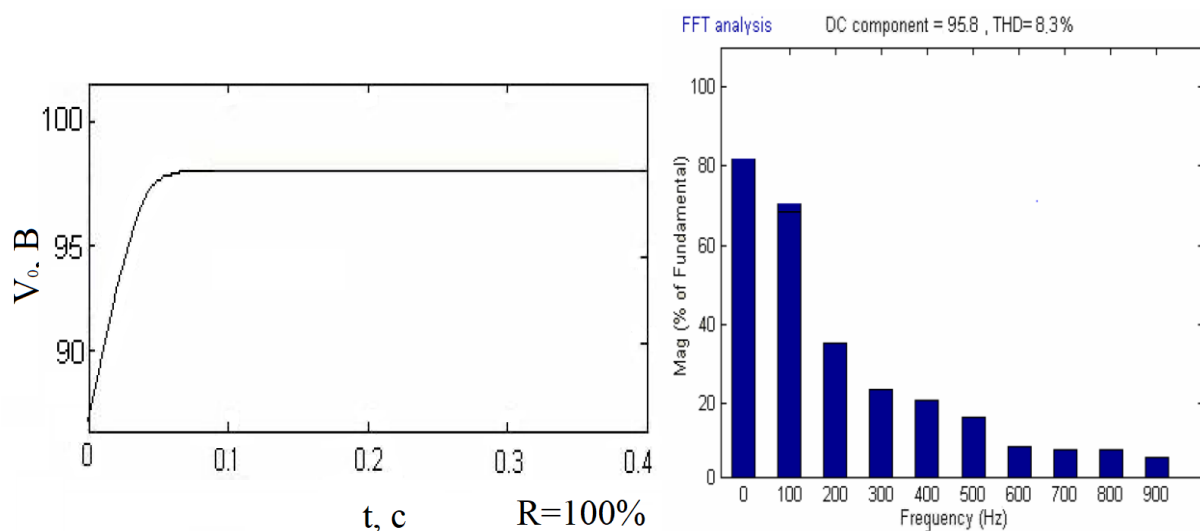


Рис. 4.4

4.2 Результати роботи перетворювача керованого контролером на основі нечіткої логіки

Активне навантаження

Результати моделювання LLC резонансного перетворювача, що працює при двох різних значеннях навантаження 50% та 100% з частотою комутації 100 КГц (додаток Г). Резонансна напруга та струм інвертора показані на рис. 4.5.

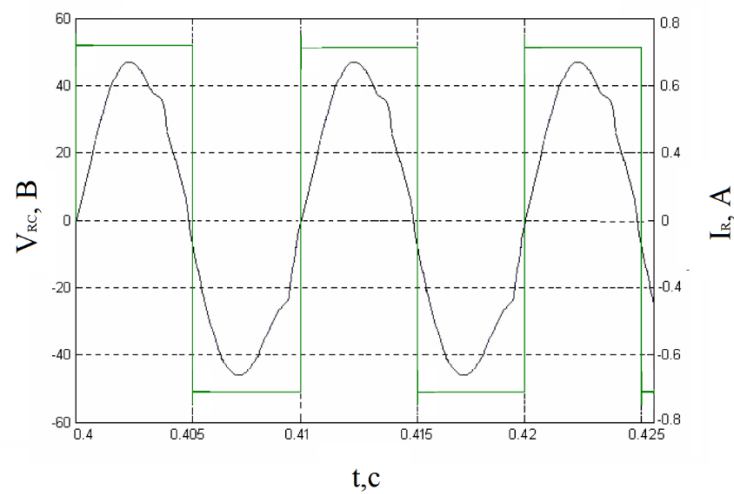


Рис. 4.5

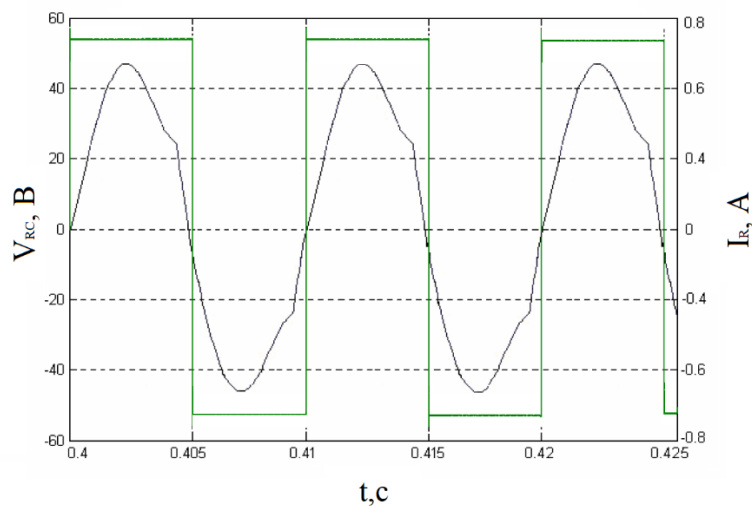


Рис. 4.6

Вихідна напруга SPRC LLC з контролером FLC та значення THD для 50% навантаження та навантаження 100% показані рис. 4.7 і рис. 4.8 відповідно.

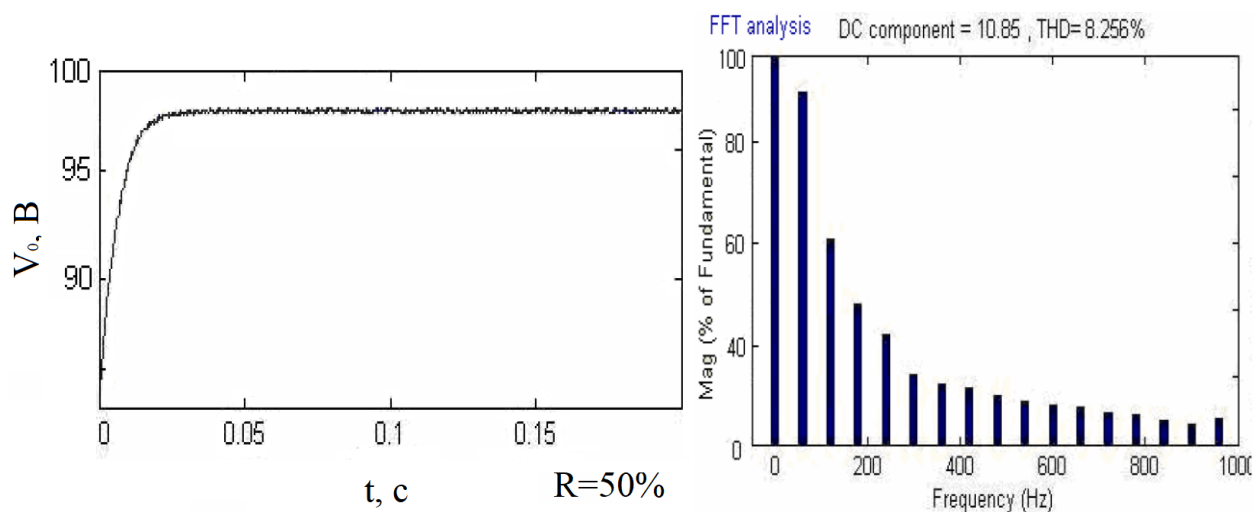


Рис. 4.7

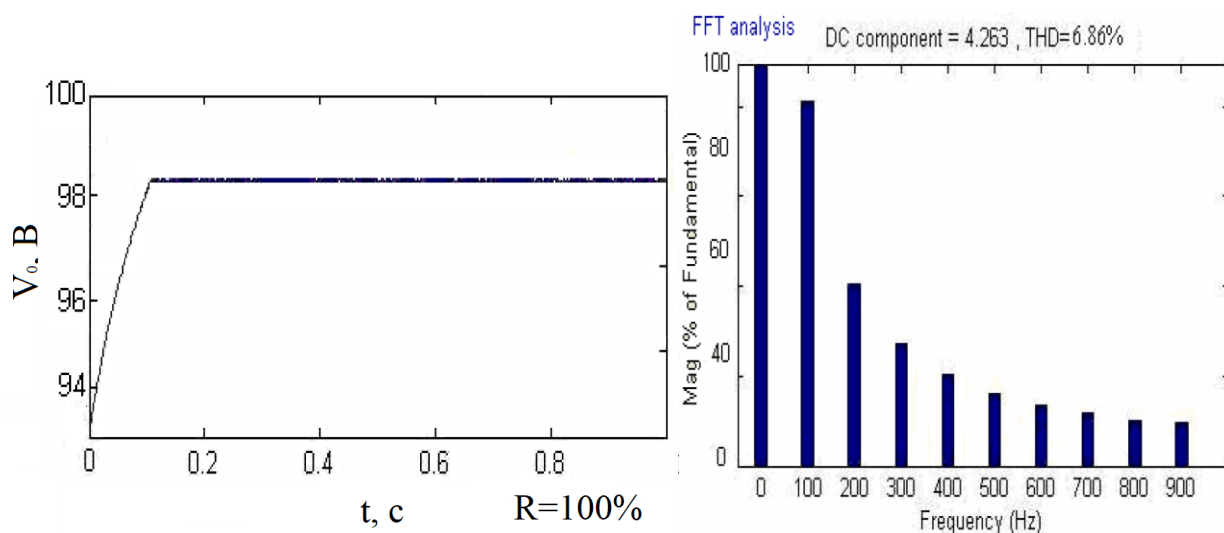


Рис. 4.8

На основі даних моделювання було складено порівняльні табл. 4.1 та 4.2, при роботі на активне навантаження.

Таблиця 4.1

Тип керування	Час наростання, с		Час встановлення, с		Перерегулювання, %	
	R_L (50%)	R_L (100%)	R_L (50%)	R_L (100%)	R_L (50%)	R_L (100%)
Без 33	0.48	0.58	0.9	1.01	0.9	1

PID	0.053	0.062	0.07	0.12	0.46	0.58
Fuzzy	0.03	0.064	0.05	0.1	0.5	0.47

В результаті час встановлення вихідної напруги перетворювача за FLC для 50% навантаження складає 0,05с та 0,1с для 100% навантаження, час наростання 0.03с та 0.064с та похибка перерегулювання вихідної напруги відносно встановленого значення складає 0,5% та 0,47% відповідно, що значно краще ніж в системах з пропорційально-інтегрально-диференціальний (ПІД) законом регулювання або без регулятора.

Таблиця 4.2

Тип керування	Похибка відхилення		Коеф. нелінійних спотворень, %	
	R _L (50%)	R _L (100%)	R _L (50%)	R _L (100%)
Без ЗЗ	0.052	0.06	36	38.3
PID	0.057	0.04	9.1	8.3
Fuzzy	0.016	0.015	8.26	6.86

Отримане значення коефіцієнту нелінійних спотворень на інтервалі навантаження 25%-100% від номінального для FLC-регулятора значно нижче ніж для ПІД-контролера, рис. 4.9.

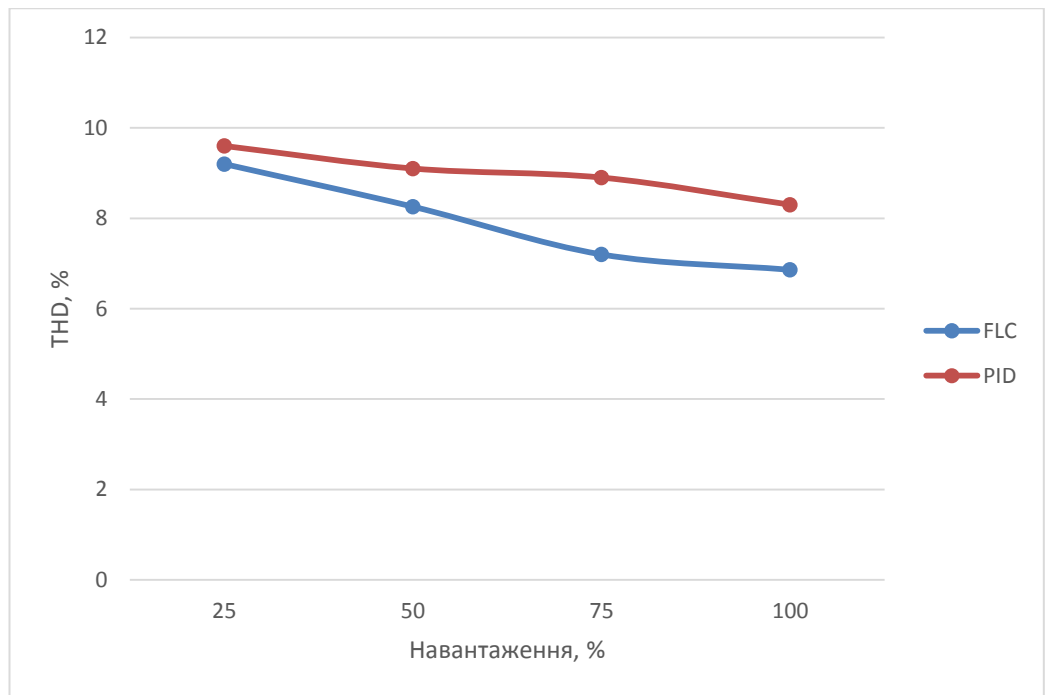


Рис. 4.9

Активно реактивне навантаження

Як видно з рис. 4.10 резонансна напруга і струм містять гармоніку, яка значним чином змінює їх форму, оскільки нелінійне навантаження сильно впливають характеристики резонансного контуру.

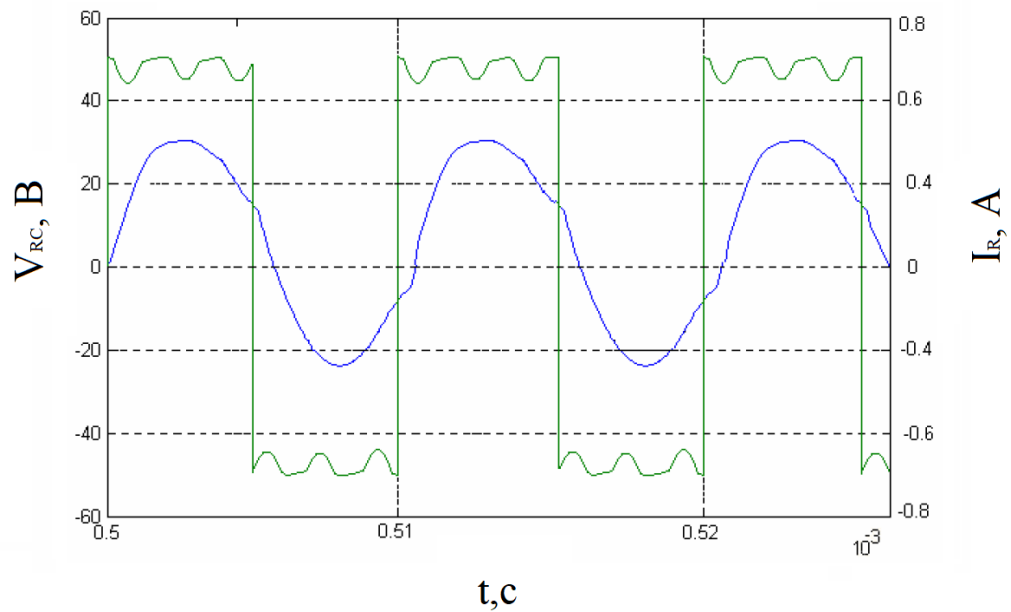


Рис. 4.10

Незначне погіршення резонансних характеристик пояснюється збільшенням втрат електропровідності в мостовому інверторі та резонансній мережі.

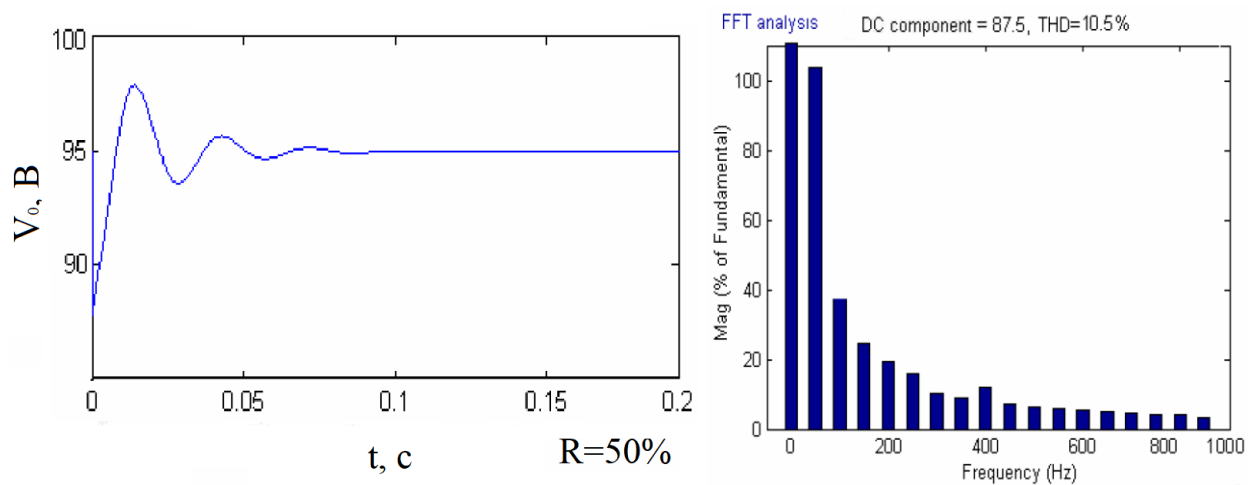


Рис. 4.11

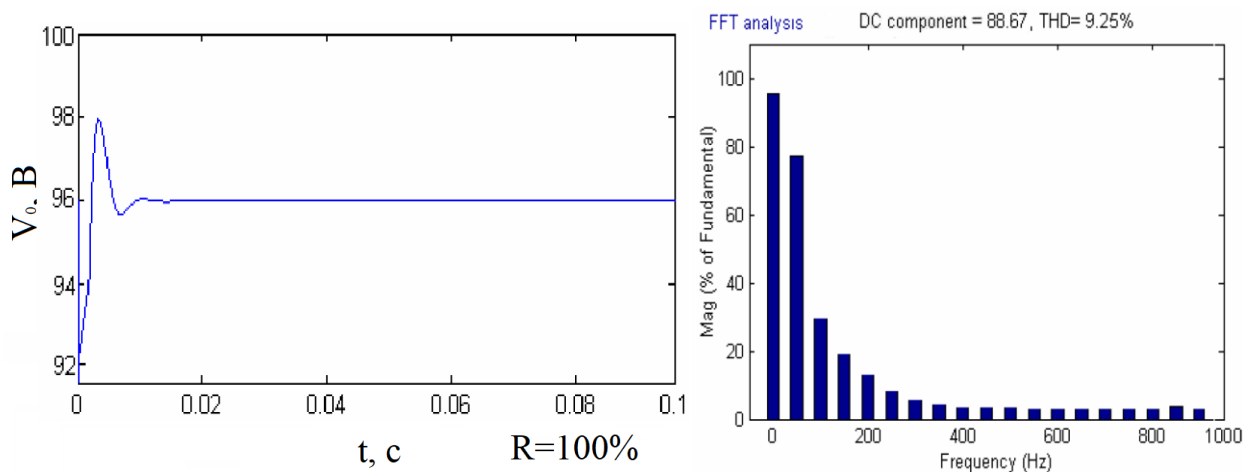


Рис. 4.12

Рис. 4.13 демонструє форму вихідного струму резонансного перетворювача з різними СК.

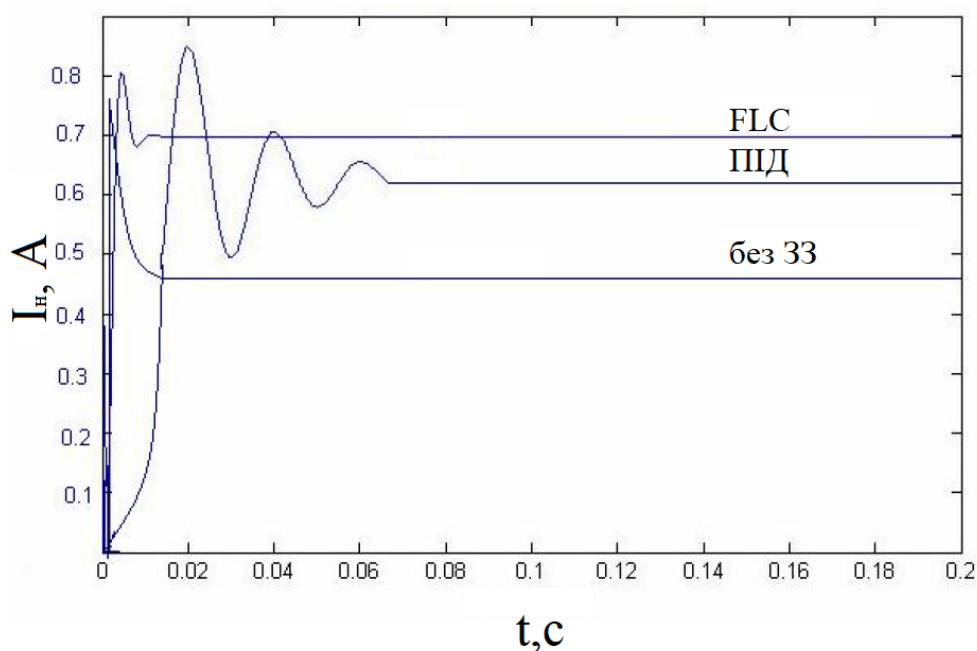


Рис. 4.13

Видно, що час встановлення для PID-контролера та FLC становить 0,35 с. і 0,01 с. відповідно. Стационарна похибка відхилення ПІД-контролера становить 0,04, а FLC - 0,004 В.

Числові значення основних параметрів регулювання для систем із зворотнім зв'язком та без для резонансного LLC перетворювача наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3

Тип керування	Час нарост., с	Час встанов., с	Перерег., %	Похибка відхилення	Коеф. нелінійних спотворень %
Без 33	1.6	1.2	3.4	0.056	15.38
PID	0.56	0.35	2.8	0.04	10.56
Fuzzy	0.03	0.01	3	0.04	9.25

Як у випадку з активним навантаженням так і з активнореактивним навантаженням FLC контролер має нижчі значення коефіцієнту нелінійних спотворень на інтервалі навантаження 25%-100% від номінального ніж для ПІД-контролера, в середньому на 3% (рис. 4.14).

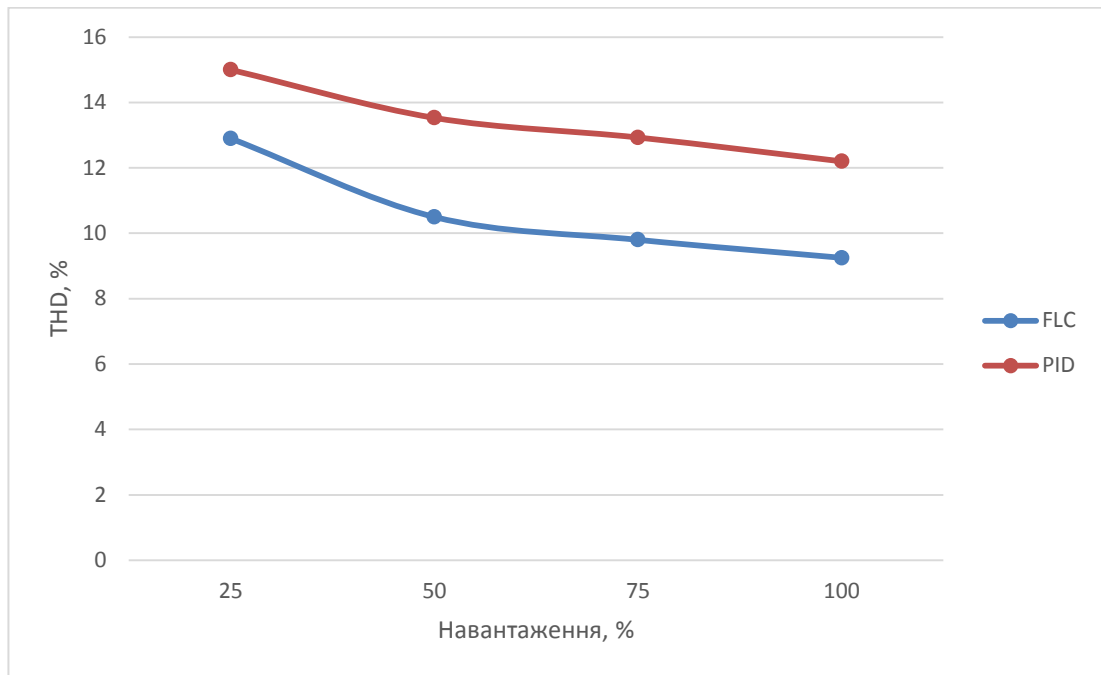


Рис. 4.14

Висновки

З результатів моделювання видно, що використання PID-контролера менш ефективне у порівнянні з FLC-регулятором, в плані, зменшення частки перерегулювання, часу наростання та значень вищих гармонік. Це пов'язано з кількома причинами, такими як вплив інтегратора, що збільшує порядок системи та мінімізує стаціонарну помилку. Також додатковою затримка фази, введеною інтегратором, має тенденцію до уповільнення швидкості реакції системи. Тим самим PID-контролер призводить до збільшення значень вищих гармонік, посилюючи електромагнітний шум пристрою, що є серйозним недоліком для будь-якого імпульсного джерела живлення.

5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Стартап як форма малого ризикового (венчурного) підприємництва впродовж останнього десятиліття набула широкого розповсюдження у світі через зниження бар'єрів входу в ринок (із появою Інтернету як інструменту комунікацій та збуту стало простіше знаходити споживачів та інвесторів, займатись пошуком ресурсів, перетинати кордони між ринками різних країн), і вважається однією із наріжних складових інноваційної економіки, оскільки за рахунок мобільності, гнучкості та великої кількості стартап-проектів загальна маса інноваційних ідей зростає.

Проте створення та ринкове впровадження стартап-проектів відзначається підвищеною мірою ризику, ринково успішними стає лише невелика частка, що за різними оцінками складає від 10% до 20%. Ідея стартап-проекту, взята окремо, не вартує майже нічого: головним завданням керівника проекту на початковому етапі його існування є перетворення ідеї проекту у працюючу бізнес-модель, що починається із формування концепції товару (послуги) для визначеної клієнтської групи за наявних ринкових умов.

Етапи розроблення стартап-проекту:

1. Маркетинговий аналіз стартап-проекту

В межах цього етапу:

- розробляється опис самої ідеї проекту та визначаються загальні напрями використання потенційного товару чи послуги, а також їх відмінність від конкурентів;
- аналізуються ринкові можливості щодо його реалізації;
- на базі аналізу ринкового середовища розробляється стратегія ринкового впровадження потенційного товару в межах проекту.

2. Організація стартап-проекту

В межах цього етапу:

- складається календарний план-графік реалізації стартап-проекту;

- розраховується потреба в основних засобах та нематеріальних активах;
- визначається плановий обсяг виробництва потенційного товару, на основі чого формулюється потреба у матеріальних ресурсах та персоналі;
- розраховуються загальні початкові витрати на запуск проекту та планові загальногосподарські витрати, необхідні для реалізації проекту.

3. Фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проекту

В межах цього етапу:

- визначається обсяг інвестиційних витрат;
- розраховуються основні фінансово-економічні показники проекту (обсяг виробництва продукції, собівартість виробництва, ціна реалізації, податкове навантаження та чистий прибуток) та визначаються показники інвестиційної привабливості проекту (запас фінансової міцності, рентабельність продажів та інвестицій, період окупності проекту);
- визначається рівень ризикованості проекту, визначаються основні ризики проекту та шляхи їх запобігання (реагування на ризики).

4. Заходи з комерціалізації проекту

Цей етап спрямовано на пошук інвесторів та просування інвестиційної пропозиції (оферти). Він передбачає:

- визначення цільової групи інвесторів та опису їх ділових інтересів;
- складання інвест-пропозиції (оферти): стислої характеристики проекту для попереднього ознайомлення інвестора із проектом;
- планування заходів з просування оферти: визначення комунікаційних каналів та площадок та планування системи заходів з просування в межах обраних каналів;
- планування ресурсів для реалізації заходів з просування оферти.

Означені етапи, реалізовані послідовно та вчасно – створюють передумови для успішного ринкового старту.

5.1. Опис ідеї проекту

Опис ідеї стартап-проекту наведено в табл. 5.1, визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту в табл. 5.2.

Таблиця 5.1

Опис ідеї стартап - проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Зміст ідеї: створення резонансного LLC перетворювача постійної напруги та струму на з системою керування на основі нечіткого регулятора.	1. Енергетична галузь;	Зменшення коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги; Зменшення масогабаритних параметрів перетворювача за рахунок зменшення фільтру; Можливість забезпечення роботи стабільної роботи системи електроживлення за несприятливих зовнішніх умов
	2. Військова галузь;	Підвищення надійності роботи перетворювача та забезпечення сталості вихідної напруги в широкому діапазоні навантажень

Таблиця 5.2

Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W слабк а стор она	N нейт ральн а стор она	S сильна сторон а
	Мій проект	Конкурен т1	Конкурен т2	Конку- рент3			
Час наростання, с	0,02	0,56	1,6	0,9			+
Час встановлення, с	0,01	0,35	1,2	0,4		=	
Перерегулювання %	1,5	2,8	3,4	3			+
Похибка відхилення, %	0,04	0,04	0,056	0,45		=	
Коеф. нелінійних спотворень	9,25	10,56	15,38	12,3		=	

5.2. Технологічний аудит ідеї проекту

Технологічна здійсненність ідеї проекту наведено в табл.5.3.

Таблиця 5.3

Технологічна здійсненність ідеї проекту

<i>Ідея проекту</i>	<i>Технології її реалізації</i>	<i>Наявність технологій</i>	<i>Доступність технологій</i>
Використання регулятора на основі нечіткої логіки для покращення регулювальних характеристик роботи резонансного джерела напруги	Розробка, дослідження, програмування;	Наявна	Доступна

5.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Попередню характеристика потенційного ринку стартап проекту наведено в табл. 5.4, а характеристика потенційних клієнтів в табл.5.5.

Таблиця 5.4

Попередня характеристика потенційного ринку стартап проекту

<i>Показники стану ринку (найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
Кількість головних гравців, од	4
Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	-
Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Відсутність масового виробника
Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Немає
Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	33.55

Таблиця 5.5

Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
Швидкий розвиток космічної відновлюваної енергетики, що потребує ефективних рішень у сфері перетворення напруг	1) Компанії, що займаються реалізацією систем електроживлення для пристроїв телекомунікації та аерокосмічних систем 2) Військова галузь, з метою створення надійних систем електроживлення	Експлуатація, в різних, як складних, так і умовах спокою;	- до продукції: Ефективність Надійність - до компанії-постачальника: Професіоналізм Чесність Порядність Технічна підтримка

Фактори загроз, їх зміст та можлива реакція компанії наведено в табл.5.6.

Таблиця 5.6

Фактори загроз

<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Конкуренція	Можливість появи нових гравців на ринку, продукція яких буде кращою за ту ж вартість	Модифікація алгоритмів системи керування резонансним перетворювачем з метою покращення характеристик регулювання та вихідної напруги

В табл. 5.7 наведено фактори можливостей, їх зміст та можливу реакцію компанії.

Таблиця 5.7

Фактори можливостей

<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Низький коефіцієнт нелінійних спотворень вихідної напруги	Низький коефіцієнт нелінійних спотворень дозволяє підвищити якість вихідної напруги підвищуючи енергоефективність пристрою	Залучення нових клієнтів за допомогою маркетингу
Кращі характеристики регулювання	Дозволяють швидше та точніше регулювати значення вихідної напруги.	Залучення нових клієнтів за допомогою маркетингу
Менші масогабаритні параметри	Менші масогабаритні параметри перетворювача зменшують масогабаритні параметри всієї системи електроживлення	Залучення нових клієнтів за допомогою маркетингу

В табл. 5.8 наведено результати ступеневого аналізу конкуренції на ринку.

Таблиця 5.8

Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
1. Тип конкуренції: чиста	В кого краще - в того купують	Покращення якості товару
2. За рівнем конкурентної боротьби: світова	Належить до вузького ринку збуту;	Розширення функціоналу та орієнтації користувачів
3. За галузевою ознакою: міжгалузева	Може бути використана в декількох галузях, які працюють з перетворенням напруги	Розширення функціоналу та галузей застосування, покращення ефективності перетворювача
4. Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Відрізняється методом визначення вихідних напруг та топологією силових модулів	Покращення ефективності перетворювача
5. За характером конкурентних переваг: цінова та нецінова	Чим дешевше – тим привабливіше; Чим краще – тим рентабельніше;	Покращення цінової політики та якості товару
6. За інтенсивністю: не марочна	Не жорстка конкуренція	Не агресивні форми піару

В табл.5.9 наведено фактори конкурентоспроможності та обґрунтування їх значущості.

Таблиця 5.9

Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)</i>
Ціна	Серед схожих по характеристикам систем обиратимуть ту, яка дешевше
Якість	Серед схожих по ціні систем обиратимуть яка має кращі характеристики
Відомість	При рівності двох перших факторів обиратимуть більш відомий товар

Результати порівняльного аналізу сильних та слабких сторін наведено в табл.5.10

Таблиця 5.10

Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «DP»

Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з DP						
		-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
Ціна					+			
Якість				+				
Відомість						+		

В табл.5.11 наведено аналіз слабких, сильних сторін стартап-проекту а також можливості та загрози.

Таблиця 5.11

SWOT- аналіз стартап-проекту

<p>Сильні сторони:</p> <p>Нижчий рівень коефіцієнту нелінійних спотворень</p> <p>Менші габарити</p> <p>Здатність роботи у несприятливих умовах</p> <p>Чудові регульовальні характеристики</p>	<p>Слабкі сторони:</p> <p>Немасовість</p> <p>Складність реалізації алгоритму систем керування</p>
<p>Можливості:</p> <p>Можливість додаткового зменшення рівня коефіцієнта нелінійних спотворень</p> <p>Можливість покращення алгоритму систем керування</p>	<p>Загрози:</p> <p>Поява більш ефективних теплогій силовій частини та систем керування</p>

5.4. Розробка маркетингової програми стартап-проекту

Для розроблення маркетингової програми стартап-проекту перш за все необхідно визначити базову стратегію конкурентної поведінки. Результати наведені в табл. 5.12

Таблиця 5.12

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?</i>	<i>Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?</i>	<i>Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?</i>	<i>Стратегія конкурентної поведінки*</i>
3 точки зору принципів побудови – ні 3 точки зору обраного алгоритму керування та визначення амплітуд вихідної напруги модулів – так	Забирати існуючих у конкурентів	Так – загальні принципи побудови топології силової частини	Стратегія заняття конкурентної ніші

В табл. 5.13 наведено визначення ключових переваг концепції потенційного товару, тобто, вигоду, яку пропонує дана система для споживачів.

Таблиця 5.13

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)</i>
Підвищення якості вихідної напруги систем з альтернативними джерелами енергії	Ефективність та конкурентноспроможність	Застосування нового алгоритму керування та синтезу резонансного перетворювача, що дозволяє зменшити рівень коефіцієнту нелінійних спотворень вихідної напруги та покращити стабілізацію вихідної напруги Технічна підтримка

В табл.5.14 наведено рівень цін на товари заміни та аналоги, а також верхня та нижня межа ціни на систему.

Таблиця 5.14

Визначення меж встановлення ціни

<i>Рівень цін на товари-замінники</i>	<i>Рівень цін на товари-аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачів</i>	<i>Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу</i>
100-110% від ціни нашого продукту	100-120% від ціни нашого продукту	від 1500000 грн	500000-800000грн

Формування системи збуту наведено в табл.5.15

Таблиця 5.15

Формування системи збуту

<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
Роздрібна та оптова закупівля продукту	Збут та налаштування товару	Усі можливі канали збуту (глибока)	Власна

В результаті проведеного маркетингового аналізу перспектив реалізації запропонованих науково-технічних рішень та пропозицій, оцінювання можливостей їх ринкового впровадження можна стверджувати, що розроблений перетворювач має можливість ринкової комерціалізації та може бути рентабельним проектом на ринку. Зростання попиту на аналогічні товари додає масовості придбання подібних товарів, але створює жорсткі конкурентні умови виходу на ринок.

Проект має високі перспективи впровадження з огляду на сучасний стан ринку, що потребує більш ефективних рішень. Перешкодами входження на ринок може бути сильний конкурентний тиск з боку великих фірм, які

займаються розробкою подібних перетворювачів та алгоритмів синтезу, а також потреба у великій кількості кваліфікованих кадрів та дорогої апаратури. Але якщо правильно розставити пріоритети, зарекомендувати себе на ринку, то проект має великі шанси на прибуток. Подальша імплементація проекту є доцільною та рентабельною.

ВИСНОВКИ

В даній роботі проаналізовані особливості роботи резонансних джерел живлення. Показано, що найефективнішими є топології LLC та LCC резонансних перетворювачів, оскільки вони забезпечують достатнє підсилення та дозволяють легко керувати вихідну напругу. У випадку коли вхідна і вихідна напруги є жорстко фіксованими LLC перетворювач є більш ефективним ніж LCC. Тому для роботи було обрано повномостовий LLC перетворювач, коло випрямлення якого виконано на основі схеми з загальним виводом, що зменшує вартість та втрати потужності в порівнянні з мостовою схемою. Додатковою перевагою даного перетворювача є перемикання комутаційних елементів за нульової напруги.

В резонансних LLC перетворювачах напругою навантаження можна керувати або змінюючи частоту комутації або змінюючи різницю фаз між інверторами. Для покращення перехідних характеристик було запропоновано використовувати комбінацію двох даних методів керування.

Складено математичну модель резонансного перетворювача та доведено, що вихідна напруга перетворювача не залежить від значення навантаження. Проведений аналіз показав що представлений перетворювач є асимптотично стійким.

Проведено моделювання резонансного LLC перетворювача на основі розробленого FLC контролера та порівняно його роботу з ПД регулятором та перетворювачем без зворотного зв'язку для двох типів навантаження. Результати показали, що запропонований контролер на основі нечіткої логіки має кращі регулювальні характеристики: менший час наростання та встановлення вихідної напруги; менший показник перерегулювання та коефіцієнту нелінійних спотворень ніж класичний ПД регулятор, що і очікувалося.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2002, pp. 1108–1112.
2. N. Madhanakkumar, T. S. Sivakumaran, G. Irusapparajan, D. Sujitha, "Closed loop control of LLC resonant converter incorporating ZVS boost converter", in Int. Journal of Engg. and Tech., vol.6, no.2, pp. 0975-4024, May 2014.
3. Choi H., Team P. C. Design considerations for an LLC resonant converter //Fairchild Power Seminar. – 2007. – C. 82-3.
4. J. A. K. S. Bhat, "Fixed frequency PWM series-parallel resonant converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 28, no. 5, pp. 1002–1009, Sep. 1992.
5. J. A. Sabate, M. M. Jovanic, F. C. Lee, and R. T. Gean, "Analysis and design-optimization of LCC resonant inverter for high-frequency ac distributed power system," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, no. 1, pp. 63– 71, Feb. 1995.
6. A. K. S. Bhat and S. B. Dewan, "A generalized approach for the steady-state analysis of resonant inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 25, no. 2, pp. 326–338, Mar./Apr. 1989.
7. C. Q. Lee, R. Liu, and S. Sooksatra, "Nonresonant and resonant coupled zero voltage switching converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 5, no. 4, pp. 404–412, Oct. 1990.
8. Z. Ye, J. C. W. Lam, P. K. Jain, and P. C. Sen, "A robust one-cycle controlled full-bridge series-parallel resonant inverter for a high-frequency AC (HFAC) distribution system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 6, pp. 2331–2343, Nov. 2007.
9. T.-J. Liang, R.-Y. Chen, and J.-F. Chen, "Current-fed parallel-resonant DC–AC inverter for cold-cathode fluorescent lamps with zero-current switching," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp. 2206–2210, Jul. 2008.

10. M. S. Agamy and P. K. Jain, "A variable frequency phase-shift modulated three-level resonant single-stage power factor correction converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2290–2300, Sep. 2008.
11. D. Fu, F. C. Lee, Y. Qiu, and F. Wang, "A novel high-power-density three-level LCC resonant converter with constant-power-factor- control for charging applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2411–2420, Sep. 2008.
12. H. Pollock, "Simple constant frequency constant current load-resonant power supply under variable load conditions," *Inst. Electr. Eng. Electron. Lett.*, vol. 33, no. 18, pp. 1505–1506, Aug. 1997.
13. H. Seidel, "A high power factor tuned class D converter," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Apr. 1988, pp. 1038–1042.
14. H. Irie and H. Yamana, "Immittance converter suitable for power electronics," *Trans. Inst. Electr. Eng. Jpn.*, vol. 11, no. 8, pp. 962–969, 1997.
15. M. Borage, S. Tiwari, and S. Kotaiah, "Analysis and design of LCL-T resonant converter as a constant-current power supply," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 6, pp. 1547–1554, Dec. 2005.
16. M. Borage, S. Tiwari, and S. Kotaiah, "LCL-T resonant converter with clamp diodes: A novel constant-current power supply with inherent constant-voltage limit," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 741–746, Apr. 2007.
17. M. Borage, S. Tiwari, and S. Kotaiah, "A constant-current, constant-voltage half-bridge resonant power supply for capacitor charging," *Proc. Inst. Electr. Eng. Electr. Power. Appl.*, vol. 153, no. 3, pp. 343–347, May 2006.
18. M. Borage, K. V. Nagesh, M. S. Bhatia, and S. Tiwari, "Design of LCL-T resonant converter including the effect of transformer winding capacitance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1420–1427, May 2009.
19. P. Maftavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "General-purpose fuzzy controller for DC–DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 1, pp. 79–86, Jan. 1997.

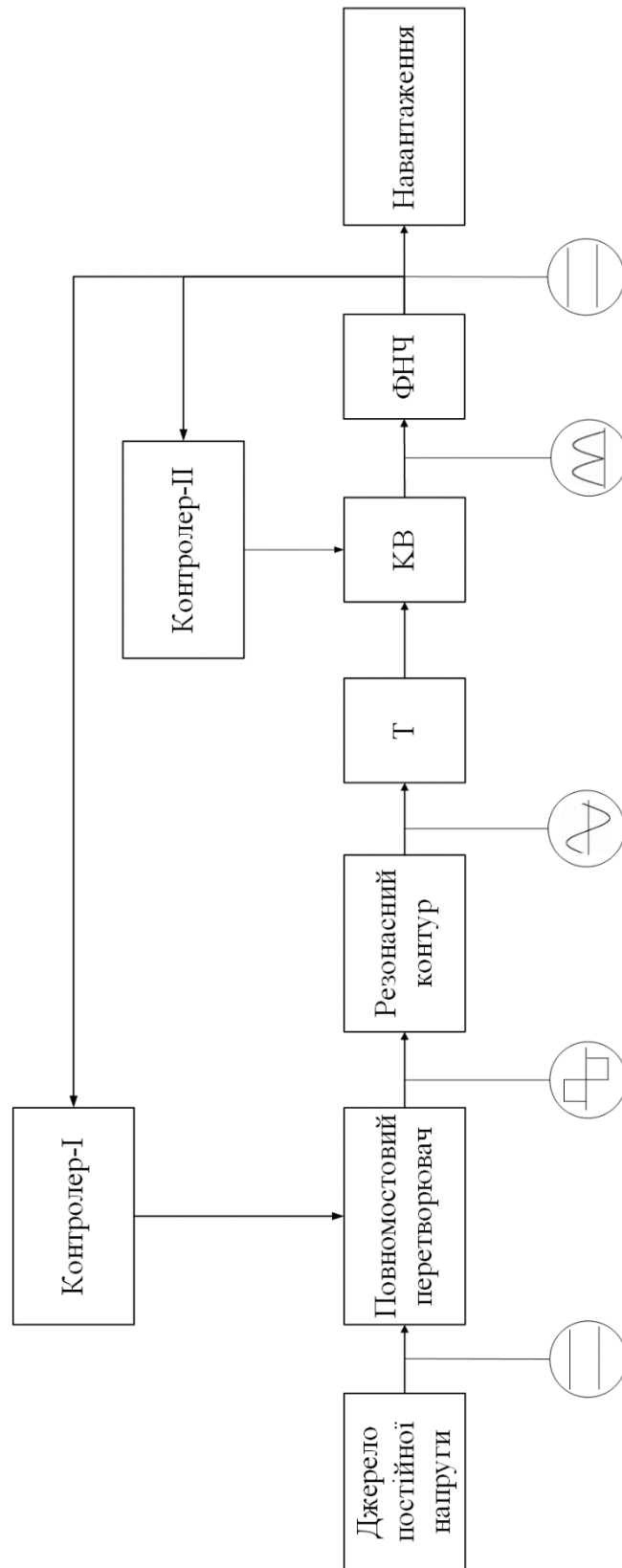
20. A. Balestrino, A. Landi, and L. Sani, "CUK converter global control via fuzzy logic and scaling factor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 2, pp. 406–413, Mar./Apr. 2002.
21. E. Vidal, L. Martine, F. Guinjoan, J. Calvente, and S. Gomariz, "Sliding and fuzzy control of a boost converter using an 8-bit microcontroller," *Proc. Inst. Elect. Eng., Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 1, pp. 5–11, Jan. 2004.
22. M. Qiu, P. K. Jain, and H. Zhang, "An APWM resonant inverter topology for high frequency AC power distribution systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 121–129, Jan. 2004.
23. D. Tschirhart and P. Jain, "A CLL resonant asymmetrical pulse width modulated converter with improved efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 114–122, Jan. 2008.
24. T. S. Sivakumaran and S. P. Natarajan, "Development of fuzzy control of series-parallel loaded resonant converter-simulation and experimental evaluation," in *Proc. India Int. Conf. Power Electron.*, 2006, pp. 360–366.
25. M. B. Borage, K. V. Nagesh, M. S. Bhatia, and S. Tiwari, "Characteristics and design of an asymmetrical duty-cycle-controlled LCL-T resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 10, pp. 114–122, Oct. 2009.
26. L. Guo, J. Y. Hung, and R. M. Nelms, "Evaluation of DSP-Based PID and fuzzy controllers for DC–DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 2237–2248, Jun. 2009.
27. K. Sano and H. Fujita, "Performance of a high-efficiency switched-capacitor-based resonant converter with phase-shift control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 344–354, Feb. 2011.
28. R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 462–472, Feb. 2011.

29. A. G. Yepes, F. D. Freijedo, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 563–576, Feb. 2011.
30. S. Hong, H. Kim, J. Park, Y. Pu, J. Cheon, D. Han, and K. Lee, "Secondary-Side LLC resonant controller IC with dynamic PWM dimming and dual-slope clock generator for LED backlight units," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3410–3422, Nov. 2011.
31. R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. Hossein Alavi, "A Design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3749–3763, Aug. 2012.
32. W. Feng, F. C. Lee, P. Mattavelli, and D. Huang, "A universal adaptive driving scheme for synchronous rectification in LLC resonant converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3775–3781, Aug. 2012.
33. P. Shamsi and B. Fahimi, "Design and development of very high frequency resonant DC–DC boost converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3725–3733, Aug. 2012.
34. J. J. Alonso, M. S. Perdigaño, D. Vaquero, A. J. Calleja, and E. Saraiva, "Analysis, design, and experimentation on constant-frequency DC-DC resonant converters with magnetic control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1369–1382, Mar. 2012.
35. Y. Wen and O. Trescases, "DC–DC converter with digital adaptive slope control in auxiliary phase for optimal transient response and improved efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3396–3409, Jul. 2012.
36. T.-S. Hwang, M. J. Tarca, and S.-Y. Park, "Dynamic response analysis of DC–DC converter with supercapacitor for direct borohydride fuel cell power conditioning system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3605–3615, Aug. 2012.

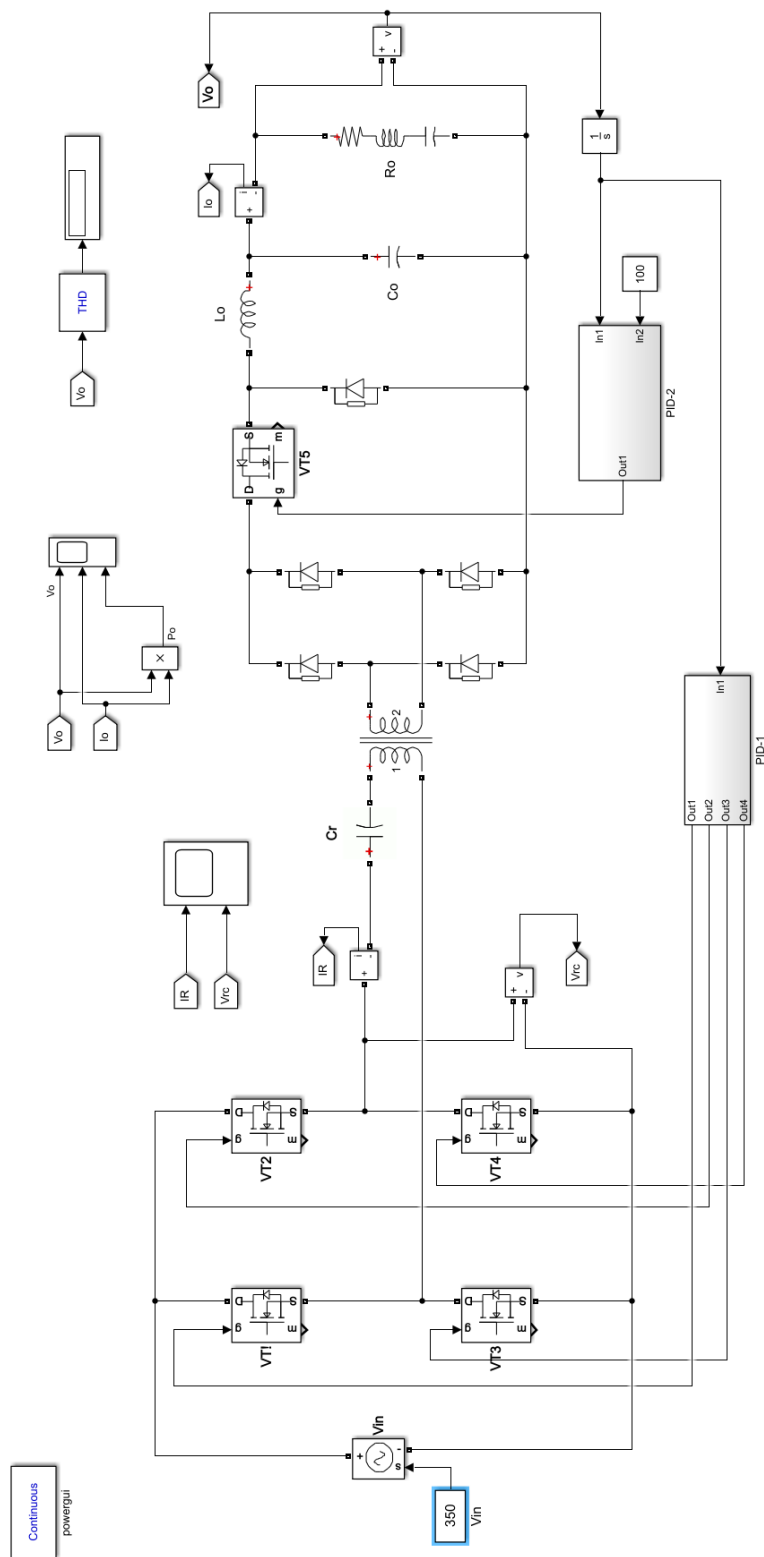
37. S. H. Kang, D. Maksimovic', and I. Cohen, "Efficiency optimization in digitally controlled flyback DC–DC converters over wide ranges of operating conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3734–3748, Aug. 2012.
38. O. Lee and G.-W. Moon, "Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high- and wide-input-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2966–2979, Jun. 2012.
39. R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer; 2nd edition, 2001.
40. B. Mammano, «Resonant mode converter topologies,» pp. 1-2, 2001. Texas Instruments application note.
41. B. Yang, Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003
42. B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and J. D. van Wyk, «Optimal design methodology for llc resonant converter,» in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC 06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006.
43. R. Locher, «Introduction to power mosfets and their applications,» p. 1, 1998.
44. Y.-F. Liu and W. Eberle, «Recent developments in switching mode power supply technologies,» *IEEE Canadian Review*, vol. 61, pp. 9-13, 2009.
45. F. Canales, P. Barbosa, and F. C. Lee, «A wide input voltage and load output variations fixed-frequency zvs dc/dc llc resonant converter for high-power applications,» in *Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting*, 2002.
46. D. Fu, Topology Investigation and System Optimization of Resonant Converters. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2010.
47. Donald Y. Y. Startup circuit for band-gap reference circuit : пат. 5867013 CIIA. – 1999.

48. H. Choi, «Analysis and design of llc resonant converter with integrated transformer,» in Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 2007.
49. D. Fu, Y. Liu, F. C. Lee, and M. Xu, «A novel driving scheme for synchronous rectifiers in llc resonant converters,» Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, pp. 1321-1329, 2009.
50. D. Wang, L. Jia, Y.-F. Liu, and P. Sen, «An improved driving method for synchronous rectifier using drain-source voltage sensing,» in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011.
51. Y. Liu, «High efficiency optimization of llc resonant converter for wide load range,» Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2007.
52. Z. Gajic and M. T. J. Qureshi, Lyapunov Matrix Equation. New York: Academic, 1995.
53. http://home.agh.edu.pl/~vlsi/AI/rozmyta_en/
54. Robert Fuller, “Fuzzy Reasoning and Fuzzy Optimization,” TUCS General Publications, No. 9, Turku Centre for Computer Science, Abo, 1998.
55. M. Ibrahim, Fuzzy Logic for Embedded Systems **and** applications, Elsevier Science, MA, USA, 2004.
56. Funk,P., Online fuzzy case-based individual stress diagnosing system, Master Thesis, Mälardalen University, 2005.
57. Oscar Castillo and Patricia Melin, “Type-2 Fuzzy Logic: Theory and Applications,” Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008, ISBN: 978-3-540-76283-6.
58. Mohammed S. EL-Moghany, Sun and Maximum Power Point Tracking in Solar Array Systems Using Fuzzy Controllers via FPGA, Master Thesis, Islamic University-Gaza, 2011.
59. H.-J. Zimmermann, Fuzzy Sets Theory - and Its Applications, Kluwer Academic Publishers, 1990.

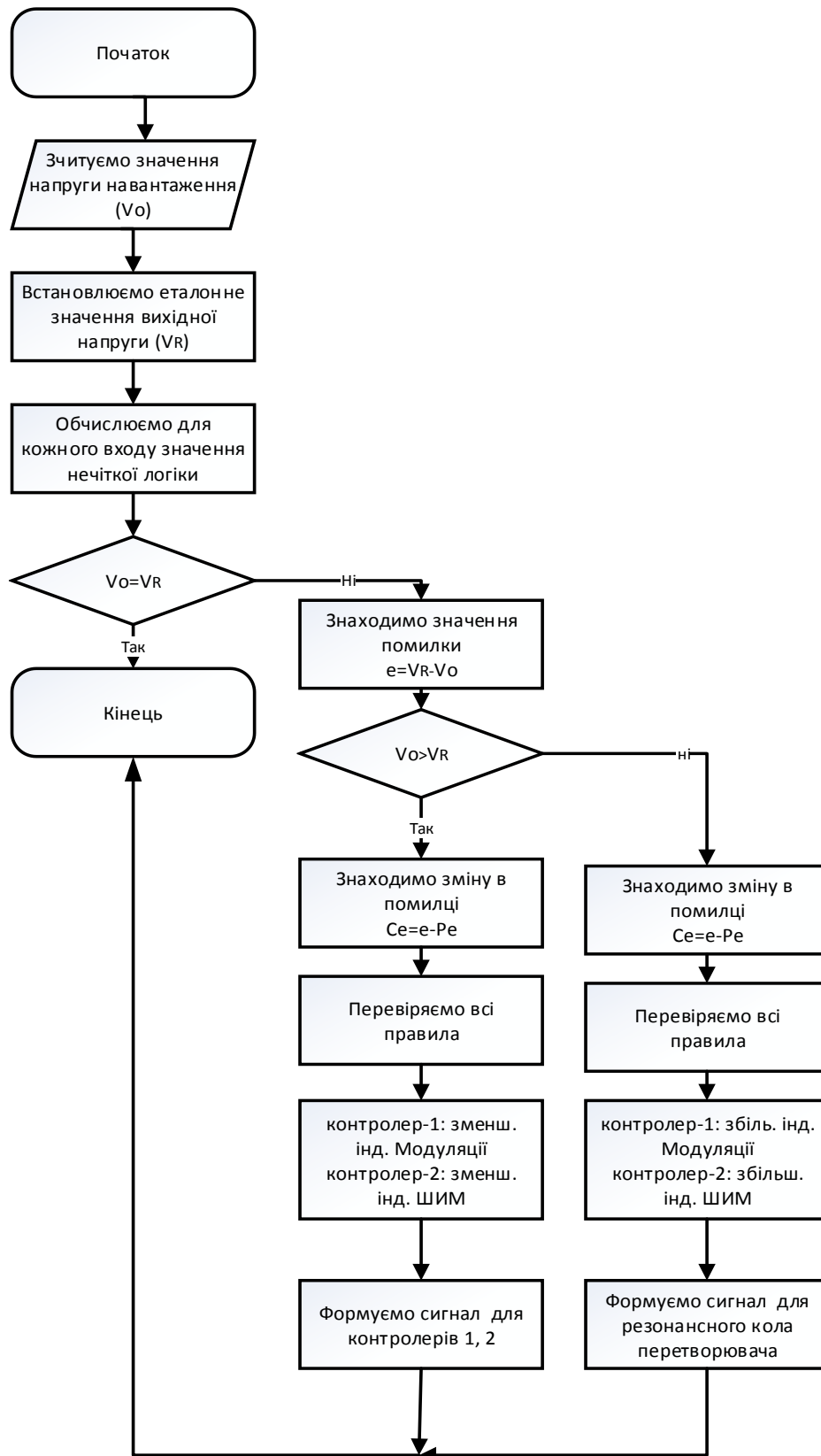
Додаток А



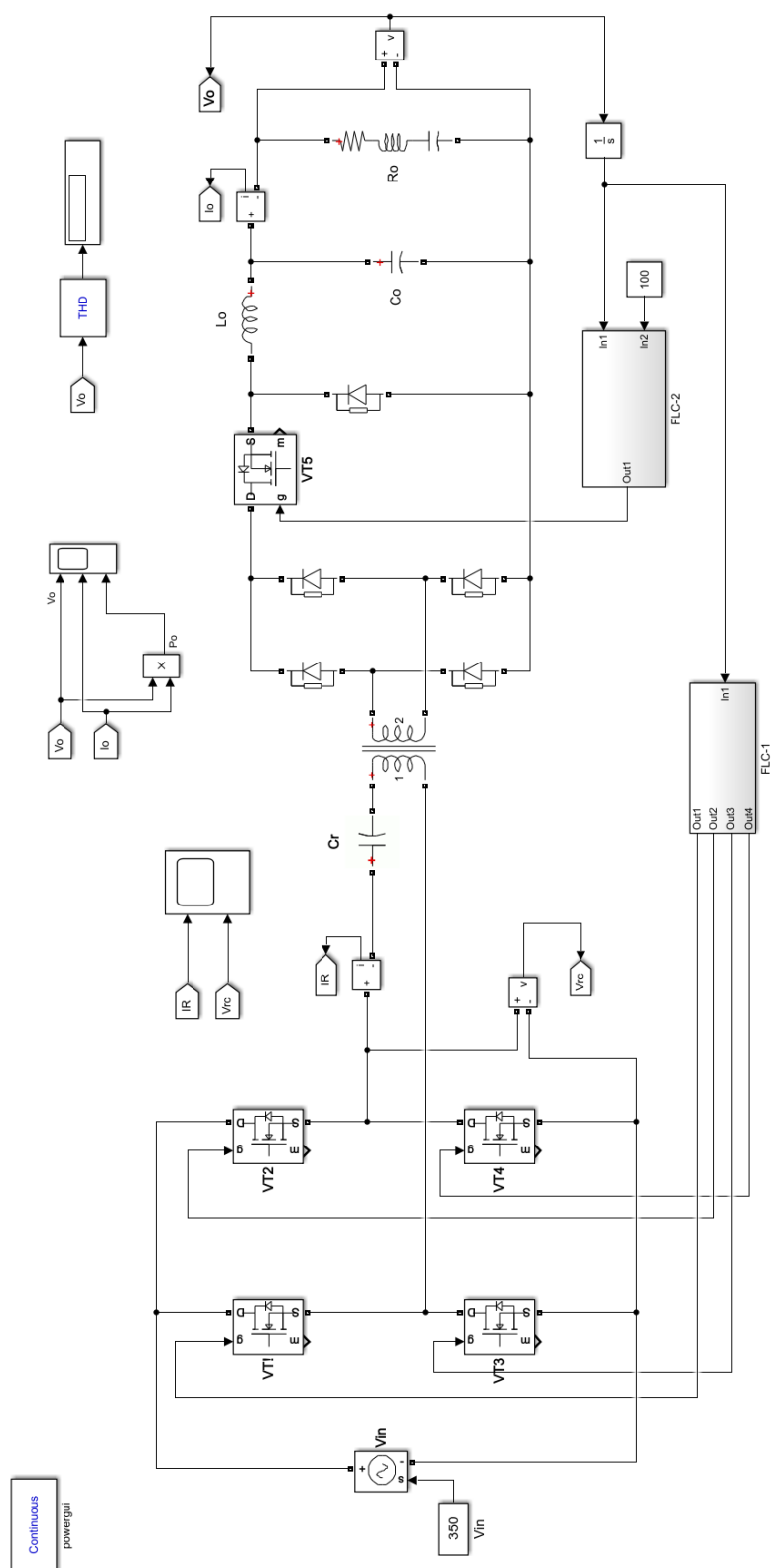
Додаток Б



Додаток В



Додаток Г



ABSTRACT

Actuality of theme. With the growth of electricity consumption, the requirements for the quality of supply and conversion of electricity increase.

The controversial requirement to limit or reduce total carbon emissions due to the huge corresponding demand for energy requires the continuous improvement of relevant electronic systems.

The power supplies that power all of these systems are key in this regard and must meet the following requirements:

- high efficiency;
- high power density;
- high density of components.

Among the switching mode power supplies, resonant converters are of great interest due to operation in the high frequency range with low switching losses [1], including the LLC resonant converter (SPRC), which has the advantages of two converters: serial (SRC) and parallel (PRC). [2].

The task is to effectively control the operation of the above voltage converters. To date, there are several basic control methods: PID controller, fuzzy logic controller (FLC) and neural controller. The advantage of FLC is the use of a simple mathematical apparatus for working with complex nonlinear systems, high accuracy and speed of the algorithm.

Connection of work with scientific programs, plans, topics. The dissertation was prepared in accordance with the research plan of the Department of Electronic Devices and Systems of the National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute. Igor Sikorsky ».

The aim of the study is to improve the control of the resonant transducer by using a regulator based on fuzzy logic.

To achieve this goal the following tasks were solved:

- review of existing resonant DC converters;

- study of the principle of operation of resonant transducers;
- acquaintance with the theory of fuzzy logic;
- development of a control system based on fuzzy logic for a resonant converter and modeling of its operation.

- comparison of the developed SC according to the classic PID regulator.

The object of research is the principles of operation of regulators based on fuzzy logic.

The subject of the study is to determine the optimal method for controlling a resonant DC-DC converter.

Scientific novelty of the obtained results:

For the first time, two main methods of fuzzy logic were introduced to control a resonant LLC converter.

The practical significance of the obtained results is to develop recommendations for: design and construction of an effective IC resonant LLC converter, to ensure its quality, short installation time and increase with the exact value of the specified output voltage.

Approbation of work. The main theoretical provisions and results of the master's research were presented in reports at scientific and scientific-technical conferences: XI International Scientific and Technical Conference of Young Scientists "Electronics-2018", Kyiv, April 3-5, 2018;

Publications. The main content of the dissertation is reflected in 1 article in scientific professional publications according to the list of the Higher Attestation Commission of Ukraine: Marych Yu.V. «Comparative analysis of closed control systems based on pi control and fuzzy logic for llc converter», EESJ, *

The structure and scope of the dissertation. The dissertation consists of an introduction, 5 sections, conclusions, and a list of sources used. The total volume of the dissertation is 88 pages, including 75 pages of the main content, 49 figures, 5 tables, the list of the used sources from 59 names and 4 appendices.