

**Міністерство освіти і науки України**

**Луцький національний технічний університет**  
(повне найменування вищого навчального закладу)

**Факультет комп'ютерних та інформаційних технологій**  
(повне найменування факультету)

**Кафедра електроніки та телекомунікацій**  
(повне найменування кафедри)

**КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА  
ЗА СТУПЕНЕМ ВИЩОЇ ОСВІТИ «МАГІСТР»**

**ДОСЛІДЖЕННЯ ТА АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОННИХ  
РЕГУЛЯТОРІВ ПОТУЖНОСТІ**

**RESEARCH AND ANALYSIS OF ELECTRONIC  
POWER REGULATORS**

спеціальність 171 Електроніка  
(шифр і назва спеціальності)

освітня програма «Електроніка»  
(назва освітньої програми)

Виконав: здобувач вищої освіти  
групи ЕІМ-21  
Скіріс Артур Ігорович

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Керівник: к.т.н., доцент  
Лишук Віктор Васильович

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Кваліфікаційну роботу  
допущено до захисту  
«02» грудня 2025 р.

Гарант освітньої програми:

к.т.н., доцент  
Заблоцький Валентин Юрійович

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Луцьк – 2025 року

ЛУЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
Факультет комп'ютерних та інформаційних технологій  
Кафедра електроніки та телекомунікацій  
Ступінь вищої освіти: магістр  
Галузь знань: 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації  
Спеціальність: 171 Електроніка  
Освітня програма: «Електроніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри  
Валентин ЗАБЛОЦЬКИЙ  
«15» січня 2025 р.

## ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ ВИЩОЇ ОСВІТИ

*Скірісу Артуру Ігоровичу*

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи: Дослідження та аналіз електронних регуляторів потужності

Керівник роботи: *к.т.н., доцент Лишук Віктор Васильович*

затверджені наказом вищого навчального закладу від «15» січня 2025 р. №23/01-02

2. Строк подання здобувачем вищої освіти кваліфікаційної роботи «1» грудня 2025 р.

3. Вихідні дані до роботи: тиристорний регулятор потужністю 1000 Вт.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, що потрібно розробити):

*Вступ*

*Розділ 1 Аналіз вихідних даних та обґрунтування теми магістерської роботи*

*Розділ 2 Теоретична частина*

*Розділ 3 Практична частина*

*Розділ 4 Спеціальна частина*

5. Перелік графічного матеріалу:

13 слайдів презентаційного матеріалу Power Point

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис	
		завдання видав	завдання прийняв
<i>Розділ 1</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		
<i>Розділ 2</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		
<i>Розділ 3</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		
<i>Розділ 4</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		
<i>Нормоконтроль</i>	<i>Селепина Й. Р., доцент</i>		
<i>Гарант ОП</i>	<i>Заблоцький В.Ю., доцент</i>		
<i>Показник запозичень тексту</i>		<b>6,43%</b>	
<i>Академічна доброчесність</i>	<i>Лишук В. В., доцент</i>		

7. Дата видачі завдання «03» лютого 2025 р.

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи магістра	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	<i>Аналіз вихідних даних та обґрунтування теми магістерської роботи</i>	до 18.09.2025 р.	
2	<i>Теоретична частина</i>	до 01.10.2025 р.	
3	<i>Практична частина</i>	до 20.10.2025 р.	
4	<i>Спеціальна частина</i>	до 9.11.2025 р.	
5	<i>Висновки</i>	до 16.11.2025 р.	
6	<i>Формування переліку використаних джерел</i>	до 23.11.2025 р.	
7	<i>Оформлення ілюстративного матеріалу</i>	до 28.11.2025 р.	
8	<i>Нормоконтроль</i>	до 01.12.2025 р.	
9	<i>Інструментальна перевірка на академічний плагіат</i>	до 05.12.2025 р.	
10	<i>Представлення кваліфікаційної роботи магістра до захисту</i>	до 30.12.2025 р.	

Здобувач вищої освіти

\_\_\_\_\_ Скіріс А. І.  
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник кваліфікаційної роботи

\_\_\_\_\_ Лишук В. В.  
(підпис) (прізвище, ініціали)

## АНОТАЦІЯ

Скіріс А. І. Дослідження та аналіз електронних регуляторів потужності.  
Рукопис.

Кваліфікаційна робота магістра ОП «Електроніка». Луцький національний технічний університет. Луцьк, 2025.

Кваліфікаційна робота магістра складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, переліку інформаційних джерел. У першому розділі проведено огляд та аналіз літературних джерел щодо актуальності застосування електронних регуляторів напруги для енергозберігаючих режимів. У другому розділі розглянуто теорію та принципи регулювання електричних параметрів в колах постійного та змінного струмів. У третьому розділі запропоновано апаратну реалізацію регуляторів. У четвертому розділі запроектовано та досліджено тиристорний регулятор напруги при його роботі на навантаження.

Ключові слова: електронний ключ, тиристор, транзистор, драйвер, навантаження.

## ANNOTATION

Skiris A. Research and analysis of electronic power regulators. Manuscript.  
Qualification work of the master's degree in «Electronics». Lutsk National Technical University. Lutsk, 2025.

The master's thesis consists of an introduction, four chapters, conclusions, and a list of information sources. The first chapter reviews and analyzes the literature on the relevance of the use of electronic voltage regulators for energy-saving modes. The second section discusses the theory and principles of controlling electrical parameters in DC and AC circuits. In the third section, the hardware implementation of the regulators is proposed. In the fourth section, a thyristor voltage regulator is designed and studied when it operates on a load.

Keywords: Electronic Key, Thyristor, Transistor, Driver, Load.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....	6
ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ВИХІДНИХ ДАНИХ ТА ОБҐРУНТУВАННЯ ТЕМИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ МАГІСТРА.....	9
1.1 Огляд літературних джерел в напрямку дослідження.....	9
1.2 Показники регульованих джерел живлення.....	13
1.3 Методи та способи регулювання.....	15
РОЗДІЛ 2 ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА.....	18
2.1 Особливості елементної бази електронних регуляторів.....	18
2.2 Тиристорні регулятори напруги .....	27
2.3 Методи і схеми керування тиристорами.....	35
2.4 Характеристики регуляторів.....	41
РОЗДІЛ 3 ПРАКТИЧНА ЧАСТИНА.....	44
3.1 Розрахунок схеми керування тиристорами .....	44
3.2 Схемотехніка тиристорних регуляторів напруги.....	50
3.3 Драйвери електронних ключів регуляторів напруги .....	52
РОЗДІЛ 4 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА .....	55
4.1 Математична модель тиристорного регулятора потужності.....	55
4.2 Особливості конструктивного виконання та діагностика розробленого регулятора потужності.....	60
4.3 Електромагнітна сумісність регуляторів потужності.....	63
ВИСНОВКИ .....	67
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	68
ДОДАТКИ.....	70

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

У цій пояснювальній записці застосовують такі скорочення:

АС-АС – перетворювач змінного струму у змінний;

ВАХ – вольтамперна характеристика;

ВГР – вузол гальванічної розв'язки;

ШИМ – широтно-імпульсна модуляція;

ШИР – широтно-імпульсне регулювання;

ШПП – широтно-імпульсний перетворювач;

SCR – одноопераційні тиристори;

GTO – двоопераційні (запираючі) тиристори;

IGCT – запираючі тиристори з інтегрованим керуванням;

IGBT – біполярний транзистор з ізолятованим затвором;

MOSFET – польовий транзистор типу «метал-діелектрик-оксид»;

СК – силовий ключ;

ФІК – формувач імпульсів керування;

ШИР – широтно-імпульсне регулювання;

ЧІР – частотно-імпульсне регулювання;

ШЧР – широтно-частотне регулювання;

ППІН – імпульсний перетворювач постійної напруги;

ППС – перетворювачі постійного струму;

ДВЕЖ – джерело вторинного електроживлення;

ТРН – тиристрний регулятор напруги;

СН – стабілізатор напруги;

VT – транзистор;

VD – діод;

TV – трансформатор;

R – резистор;

C – ємність.

## ВСТУП

З розвитком електротехнічної промисловості дедалі більшого значення набуває задача економії ресурсів і матеріалів. Продуктивність електричних установок, нормальне функціонування і термін служби окремих споживачів електричної енергії істотно залежать від якості живильної напруги. Регулювання і стабілізація параметрів електроенергії в зазначених установках виконується з найменшими енерговитратами при комбінованому керуванні, як на стороні постійного струму, так і на стороні змінного струму. Регулювання напруги на стороні змінного струму проводиться переважно за допомогою тиристорних перетворювачів.

Поняття «регулювання електричних параметрів» є на сьогодні досить актуальним і знаходить широке застосування в системах електроніки та електротехніки. Розуміння методів і способів регулювання засобами електроніки дасть змогу заощаджувати електричну енергію в різкозмінних режимах роботи електрообладнання.

Як відомо робота електричних пристроїв в режимах близьких до холостого ходу характеризується значним споживанням реактивних струмів, що понижує коефіцієнт потужності  $\cos\varphi$  установки чи системи, що супроводжується появою шкідливих вищих гармонік в основній гармоніці синусоїдної напруги, і в кінцевому варіанті понижує коефіцієнт корисної дії ККД. Робота в аварійних режимах чи режимах, вищих за номінальні також не бажана, бо порушуються температурні режими обмоток.

Оптимальні режими роботи електрообладнання забезпечуються саме правильним застосуванням електронних регуляторів та схем їх керування. Ці пристрої можуть регулювати потоки енергії і підвищувати енергетичні характеристики [4, 6].

Дослідження та випробовування таких пристроїв є актуальною задачею. У випускній кваліфікаційній роботі магістра це показано на прикладі тиристорних регуляторів, їх особливостей та сфери застосування. Правильна

компоновка таких перетворювачів, вибір оптимальної елементної бази дає змогу досягти максимального ККД.

Актуальність теми випускної роботи магістра зумовлена широким поєднанням таких регуляторів з трифазними або однофазними пристроями відповідно в промисловості та побуті.

Метою роботи є дослідження функціонування тиристорних регуляторів та виготовлення експериментального зразка регулятора АС-АС.

Наукова новизна одержаних результатів. Обґрунтовано способи побудови перетворювачів електричних сигналів.

Практичне значення отриманих результатів. Отримані результати можуть бути застосовані в перетворювальній техніці та силовій електроніці для регулювання вихідних параметрів, зокрема напруги та потужності з метою оптимізації параметрів енергоспоживання.

Поставлена мета реалізується розв'язанням таких задач:

- провести огляд інформаційних джерел з точки зору аналізу сучасних способів перетворення електричних параметрів;
- дослідити електричні процеси, що відбуваються в регуляторах змінної напруги;
- провести опис електричних схем різних типів регуляторів;
- запроектувати та виготовити АС-АС регулятор і обґрунтувати надійність його роботи.

Об'єкт дослідження: регулятори потужності.

Предмет дослідження: процеси перетворення електричних параметрів та їх практичне застосування.

Результати кваліфікаційної роботи (додаток А) були апробовані в науковому журналі «Технічні вісті» публікацією статті: «Аналіз способів фазового регулювання напруги в перетворювальній техніці» (Львів, випуск №61, (62), 2025, с. 80-85 [12].

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІЗ ВИХІДНИХ ДАНИХ ТА ОБҐРУНТУВАННЯ ТЕМИ МАГІСТЕРСЬКОЇ РОБОТИ

#### 1.1 Огляд літературних джерел в напрямку дослідження

Спроби отримати різні рівні напруги або струму спонукали дослідників до розробки різних топологій перетворення енергії. Отримання потрібного рівня напруги настільки ж важливе, як і його генерування та передача. Багато електричних пристроїв, особливо в промисловому застосуванні, потребують для роботи різних рівнів напруги або струму. Замість того, щоб виробляти ці рівні струму і напруги спеціально для кожного пристрою, набагато ефективніше відрегулювати значення постійного джерела до бажаних рівнів струму і напруги за допомогою контролера напруги.

Регулятори потужності однофазного змінного струму, які займають важливе місце в топологіях схем силової електроніки, що швидко розвиваються, забезпечують потік потужності шляхом регулювання ефективного значення вихідної напруги. Між вхідним джерелом змінного струму і навантаженням розміщується напівпровідниковий перемикач (ключ), що здатний перемикатися на високій частоті. Цей перемикач може бути тиристорним або симісторним. Для застосувань до 400 Гц використовуються симістори, якщо вони відповідають вимогам до потужності, але на більш високих частотах більш поширеним є використання тиристорів [5].

Такі регулятори потужності широко використовуються для керування освітленням, індукційним нагріванням, побутовим опаленням, тощо.

Розвиток напівпровідникових технологій призвів до створення напівпровідникових перетворювачів, що істотно перевершують за своїми техніко-економічними показниками інші регульовальні елементи, зокрема резисторні, трансформаторні та релейні. Висока ефективність, надійність в експлуатації, швидкодія і якість регулювання забезпечили широке впровадження напівпровідникових перетворювачів у регуляторах і

стабілізаторах найрізноманітніших призначень.

З іншого боку цей поступ визначається станом вітчизняного ринку перетворювальної техніки, а також світовими тенденціями розвитку силової електроніки. Як і раніше, затребуваними є стандартні біполярні прилади (діоди, тиристори, транзистори, диністори та ін.). Вони становлять основу вітчизняного перетворювального електричного та електронного обладнання, що застосовується в таких галузях, як електроенергетика, електротранспорт, машинобудування, безпілотні літальні апарати, військова техніка та ін.

Водночас за останні роки на основі повністю керованих ключів (IGBT-транзисторів, MOSFET, IGCT-тиристорів та ін.) створено й успішно експлуатуються сучасні перетворювачі та регулятори, які забезпечують найбільш якісне перетворення електроенергії при мінімальних втратах і матеріальних витрат. Ринок приладів, насамперед модулів, побудованих на ключах є сьогодні найдинамічнішим.

Як відомо силова електроніка базується на ключових режимах роботи перетворювачів енергії і пов'язана з сучасними проблемами аналізу проектування і синтезу електронних кіл, що забезпечують ефективне перетворення, керування і регулювання електричної енергії.

Одним з сучасних напрямів силової електроніки є проектування і оптимізація перетворювачів як змінного так і постійного струму, наприклад перетворювачі видів струмів AC-AC, AC-DC, DC-DC, DC-AC. Вони повинні мати високий ККД, малі масогабаритні показники. Крім цього, такі перетворювачі, з'єднані за певними схемами, дають змогу отримати потужні ключові підсилювачі та регулятори змінного синусоїдного струму з доволі високою смугою частот і високим ККД.

Прикладами є безконтактні напівпровідникові апарати (комутатори), що застосовуються в системах релейного захисту та електропостачання, тиристорні регульовані перетворювачі в системах електроприводів постійного та змінного струму, регулятори на основі симісторів чи тиристорів [2, 5].

Ключові джерела та регулятори отримали широке застосування в

останні десятиріччя. Важливою особливістю ефективного перетворення енергії є застосування напівпровідникових приладів в ключових режимах, що забезпечує низькі втрати з використанням для передачі енергії від джерела до навантаження широтно-імпульсної модуляції. Потреба в стабілізації, регулюванні, покращенні якості змінної напруги актуальна для однофазних і трифазних мереж змінного, що потребує створення відповідних конверторів силової електроніки. Альтернативні розв'язання таких задач ґрунтуються на типах конверторів, а саме на АС-АС конверторах, як то регуляторах змінної напруги, циклоконверторах у трифазних колах. На базі цих конверторів проектується регулятори і потужності, активні фільтри гармонік тощо.

«Для згладження процесів передачі енергії при малих втратах застосовуються індуктивні та ємнісні елементи. Як відомо при збільшенні частоти комутації або частоти подачі імпульсів на керуючі електроди тиристорів (симісторів) чи базу (затвор) транзисторів розміри магнітних та електричних елементів (LC-елементів) зменшуються прямопропорційно росту частоти комутації. Завдяки цьому такі імпульсні регулятори витіснили перетворювачі (регулятори) лінійного типу» [7].

Основні процеси, на яких базуються системи електроживлення – це перетворення одного виду струму в інший з можливістю регулювання електричних параметрів, зокрема потужності. Конструктивні блоки, що реалізують ці процеси, відомі як джерела живлення, стабілізатори, інвертори, конвертори, випрямлячі, перетворювачі частоти [2, 3].

Регульоване джерело живлення є важливим компонентом в будь-якій конструкції електричного чи електронного обладнання. Надійна робота будь-якого пристрою залежить від точного і надійного функціонування джерела живлення з точки зору передачі стабілізованої напруги та рівня струму, що відповідають паспортним даним пристрою, а також від раціонального вибору і компонування елементної бази на електричних платах. Такі рівні передаваної енергії постійного чи змінного струму коливаються в межах від одиниць ват до десятків кіловат.

У пристроях з вихідною напругою змінного струму їх частота змінюється від декількох Герц до десятків кілоГерц. У випадку зменшення ККД, що пов'язано з можливим недосконалим проектуванням збільшуються втрати і нагрів, що призводить до встановлення додаткових радіаторів охолодження і збільшення габаритів та ваги пристрою.

З метою проектування потужних ключових елементів з напівпровідникових приладів (діодів, транзисторів та тиристорів) з обмеженими потужнісними та енергетичними можливостями застосовується їх паралельне ввімкнення. В цьому випадку енергія розподілюється між усіма приладами, які перемикаються одночасно. Однак при синхронному перемиканні створюється проблема фільтрації та електромагнітної сумісності. Тому правильний розрахунок елементної бази та проектування пристрою є запорукою його успішного функціонування.

Джерелом енергії для більшої частини електрообладнання є змінний синусоїдний струм, але й існують інші типи джерел, наприклад акумуляторні батареї, сонячні елементи. Таким чином, доступною формою енергії є як змінний так і постійний струм. Системи електроживлення перетворюють напругу одного виду чи одного рівня в інший. Джерела живлення перетворюють вид енергії одночасно узгоджуючи повний внутрішній опір джерела з характеристиками навантаження чи електрообладнання.

Як відомо з [6] деякі навантаження можуть живитися як від джерел змінної так і постійної напруги. Це так звані активні навантаження – освітлювальні системи, нагрівальні елементи тощо. Тут процеси в навантаженні є набагато простішими, ніж, наприклад, при активно-індуктивних навантаженнях (індукційні двигуни).

Отже, на сьогодні створення нових типів регульованих джерел живлення, побудованих на імпульсних технологіях становлять пріоритет перед іншими технологіями, тобто дослідження є актуальним.

Застосування в схемах швидкодіючих регуляторів повністю керованих ключів дасть змогу здійснювати перетворення електроенергії на високих

частотах, знизити загальні втрати в перетворювачах, застосувати сучасні «інтелектуальні» мікроконтролерні системи керування, знизити масогабаритні показники пристроїв.

Регулятори постійної та змінної синусоїдної напруги є проміжними елементами між джерелом електроенергії та навантаженням. Зрозуміло, що і джерело і навантаження мусять бути узгодженні через фільтри для зменшення гармонік напруги та її пульсацій. Це дасть змогу вирішити задачі живлення з точки зору енергозберігаючих режимів.

## 1.2 Показники регульованих джерел живлення

Основною функцією джерела живлення є забезпечення стабільної заданої регульованої напруги при можливих змінах вхідної напруги, вихідного струму і робочої температури. Ступінь, з яким джерело живлення забезпечує стабільність вихідної напруги є основним показником якості регулятора. Відповідно стабільність джерела (%) визначається такими параметрами:

– лінійна нестабільність:

$$\delta = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_{ex} \cdot U_0} \cdot 100\%, \quad (1.1)$$

де  $\Delta U_0$  – зміна вихідної напруги, В;

$\Delta U_{ex}$  – зміна вхідної напруги, В;

$U_0$  – номінальна вихідна напруга, В.

– навантажувальна нестабільність:

$$\chi = \frac{U_{вих.хх} - U_{нн}}{U_0} \cdot 100\%, \quad (1.2)$$

де  $U_{вих.хх}$  – вихідна напруга при холостому ході, В;

$U_{нн}$  – вихідна напруга при повному номінальному навантаженні, В.

– температурний коефіцієнт:

$$\vartheta = \frac{\pm [U_{0,max} - U_{0,min}]}{U_0 (T_{max} - T_{min})} \cdot 100\%, \quad (1.3)$$

де  $U_{0,max}$  – вихідна напруга при максимальній температурі  $T_{max}$ , В;

$U_{0,min}$  – вихідна напруга при мінімальній температурі  $T_{min}$ , В;

$T_{max}$ ,  $T_{min}$  – максимальна і мінімальна робочі температури, °С;

В системах регульованого електроживлення використовуються різні методи видозміни енергії і перетворення її з одної форми в іншу. Вони поділяються на розсіювані (лінійні) та нерозсіювані (ключові). Лінійні системи в процесі перетворення мають менший ККД і за рахунок розсіювання енергії потребують застосування у їх конструкції радіаторів. Потужність втрат змінюється в залежності від варіації вхідної напруги і навантаження. Але рівень пульсацій та електромагнітного випромінювання тут є низькими [3].

Ключові системи характеризуються ефективними процесами перетворення різних видів струму. Якщо енергія постійного струму перетворюється в енергію змінного струму, то легко можна отримати напругу підвищеного чи пониженого рівнів, використовуючи при цьому високочастотні трансформатори. В більшості на практиці трансформаторна гальванічна розв'язка є обов'язковою. Результуюча напруга постійного струму отримується шляхом випрямлення та фільтрації змінного струму. На сьогодні існує два методи перетворення постійного струму у змінний.

Перший метод – прямокутних сигналів або широтно-імпульсної модуляції або широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) – полягає в тому, що вхідну напругу постійного струму переривають (нарізають) з високою частотою, отримуючи в результаті напругу прямокутної форми.

Ця напруга з допомогою трансформатора регулюється у вищу чи нижчу сторони. Вихідна напруга випрямлюється і відфільтровується для отримання заданого рівня постійної напруги. Якщо вхідна напруга постійна, то значення

вихідної напруги визначає коефіцієнт заповнення імпульсів. При зміні вхідної напруги чи навантаження змінюється коефіцієнт заповнення.

На рисунку 1.1 показано ієрархію джерел живлення та перетворювачів.

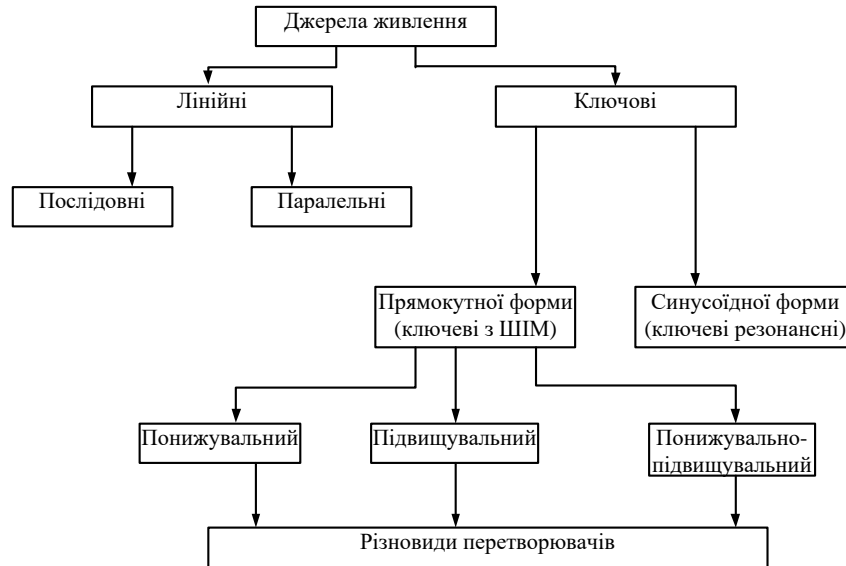


Рисунок 1.1 – Класифікаційне дерево джерел живлення [3]

Другий спосіб називається резонансним і полягає в тому, що постійна вхідна напруга через керовані ключі прикладається до резонансного LC-контурі. При цьому частота передачі енергії визначається не частотою генератора синхронізуючих імпульсів, а резонансною частотою контура.

### 1.3 Методи та способи регулювання

Імпульсні регулятори широко застосовуються в системах, де присутнє нерегульоване джерело живлення. Традиційним засобом регулювання в таких системах, наприклад в електроприводах постійного чи змінного струму є контакторно-релейне регулювання, яке зводиться до ввімкнення між джерелом і навантаженням пускового реостату, а також до перегрупування джерел живлення. Недоліки таких засобів пов'язані з їх неекономічністю і наявністю дискретних ступенів зміни напруги, що затруднює застосування пристроїв автоматики [3].

Імпульсні перетворювачі на основі силових транзисторів чи тиристорів дають змогу усунути вказані недоліки, але поки що вони не отримали масового застосування із-за складності і високої вартості в порівнянні з традиційними методами і засобами. Однак є успішний досвід застосування імпульсних перетворювачів в найбільш масових сферах використання електроприводів. В останній час імпульсне регулювання стали застосовувати в багатоланкових перетворювачах постійного струму, виконаних по схемі «імпульсний перетворювач – інвертор – асинхронний двигун» чи система «випрямляч-імпульсний перетворювач». Принципи імпульсного регулювання використовуються також і в перетворювачах змінного струму – випрямлячах.

На рисунку 1.2 показано три типи імпульсного регулювання потужності.

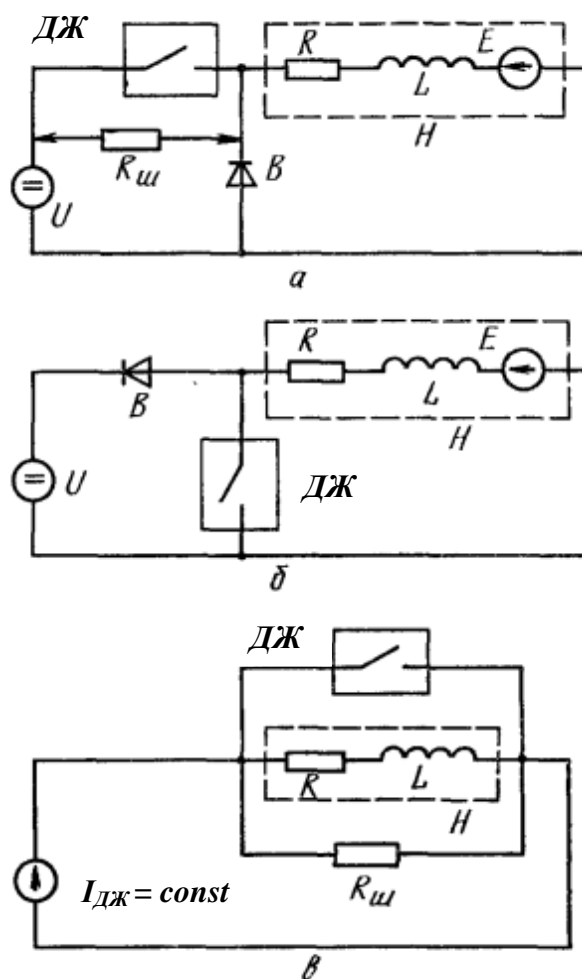


Рисунок 1.2 – Базові схеми регулювання потужності на навантаженні (а), струму джерела (б), і струму навантаження (в)

Суть процесу імпульсного регулювання кіл постійного струму зводиться до періодичного переривання струму в одній з віток кола. На рисунку 1.2, а переривач джерела живлення (ДЖ) ввімкнений між навантаженням та джерелом, який іноді може шунтуватись резистором  $R_{ш}$ . Навантаження в загальному випадку може містити активну та індуктивну складові, а також протиЕРС. При  $L > 0$  завжди забезпечують шунтування котушки нульовим вентилем (діодом).

У варіанті рисунка 1.2, б ключ і діод міняють місцями для реалізації рекуперативного гальмування двигунів. Схема рисунка 1.2, в реалізує регулювання струму в навантаженні. Вказані базові варіанти можуть бути вдосконалені шляхом введення додаткових допоміжних елементів, а також їх комбінацією. У всіх схемах перетворення здійснюється шляхом періодичного замикання і розмикання електронного ключа з частотою  $f$  при коефіцієнті заповнення  $k$ :

$$k = t_i / T, \quad (1.4)$$

де  $t_i$  – тривалість замкнутого стану ключа (режим насичення);

$T$  – період.

Регулювання режимів роботи на навантаженні зводиться до зміни величини  $k$ , що в системах частотно-імпульсного регулювання (ЧІР) досягається зміною частоти  $f$  при  $t_i = const$ , а в системах широтно-імпульсного регулювання (ШІР) – зміною  $t_i$  при  $f = const$ . Можливе застосування і комбінованих систем, в яких зміна величини  $k$  досягається одночасною зміною  $t_i$  і  $f$ .

## РОЗДІЛ 2

### ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА

#### 2.1 Особливості елементної бази електронних регуляторів

Напівпровідниковий ключ є основним елементом будь-якого пристрою (перетворювача чи регулятора) і служить для комутації потужних електричних навантажень.

Його можна вважати ідеальним, якщо він характеризується:

- високим допустимим струмом (діючий, середній, ударний);
- високою допустимою напругою (тривала, імпульсна повторювана);
- здатністю до швидкого перемикавання;
- малими втратами (статичними у відкритому стані та динамічними в процесі перемикавання, тобто в перехідних режимах);
- високою частотою перемикавання;
- високою надійністю та компактною конструкцією.

Силові ключі (вентилі) поділяють на некеровані (діоди) і керовані (тиристри, транзистори). Стан некерованих ключів цілком визначається знаком прикладеної до них напруги, а стан керованих, крім того, – ще й наявністю керуючої напруги на керуючому електроді (затворі, базі). Використовують керовані ключі двох різновидів:

- повністю керовані ключі, які можна не тільки відкрити, а й закрити за допомогою керуючого сигналу (транзистори, двоопераційні тиристри);
- ключі з обмеженим керуванням (напівкеровані), які лише відкриваються шляхом подачі на керуючий електрод керуючої напруги, а закритися здатні лише після зниження анодного струму до нуля (одноопераційні тиристри);

Так, дискретні польові транзистори з ізольованим затвором типу MOSFET та їхні інтегровані збірки призначено в основному для використання в коректорах коефіцієнта потужності (ККП), у напівмостових або мостових структурах високочастотних (ВЧ) інверторів і перетворювачів енергії. Їхньою

особливістю є можливість реалізації джерел живлення великої потужності, які можуть працювати на частотах комутації 100...300 кГц з питомою потужністю до 700...1000 Вт/дм<sup>3</sup>.

У загальному випадку застосування в електротехніці все різноманіття електронних пристроїв силової електроніки можна розділити на дві групи – дискретні напівпровідникові прилади та інтегральні мікросхеми (ІМС) для силової електроніки (рис. 2.1).

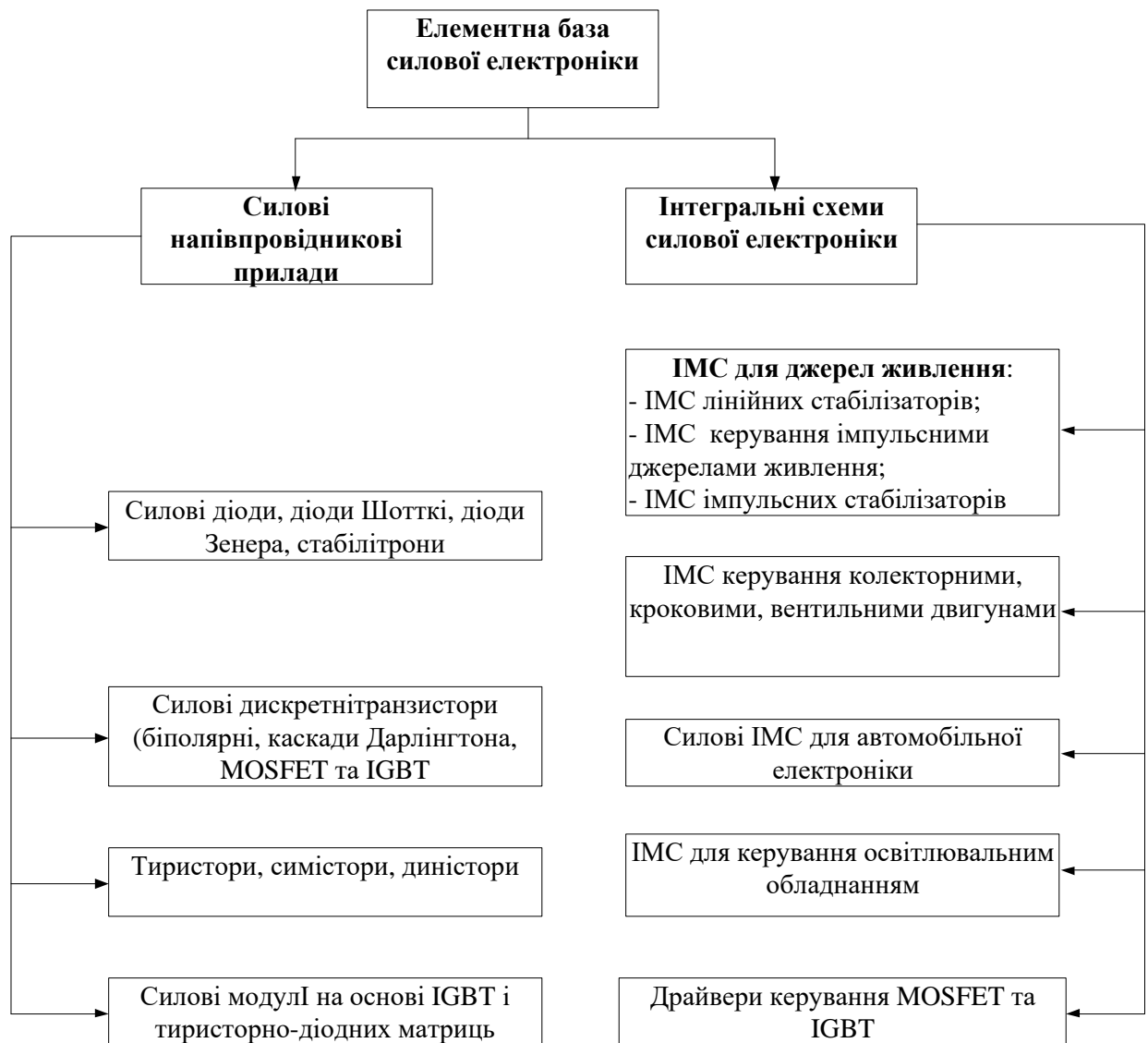


Рисунок 2.1 – Структура пристроїв силової електроніки [5]

Силові модулі поділяються на універсальні та спеціалізовані. Серед універсальних модулів слід виділити інтегровані силові модулі (ICM).

Сфери застосувань електронних ключів та параметри їх швидкодії (час ввімкнення / вимкнення) показані у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Сфери застосувань електронних ключів і їх параметри [3]

Тип ключа	Сфери застосування	$t_{off}$	$t_{on}$
SCR-тиристори	Випрямлячі для потужних електроприводів постійного струму, пристрої збудження синхронних машин, випрямлячі для зварювання, плавлення, нагрівання, гальваніки, безконтактні пускачі та реле змінного струму, регулятори потужності з фазовим керуванням для електропривода та побутової техніки.	12...32	12...32
GTO-тиристори	Автономні інвертори, безпосередні перетворювачі частоти (ПЧ) для потужного промислового та тягового електроприводу, потужні джерела безперебійного живлення, перетворювачі для індукційного нагріву.	12...32	12...32
IGCT-тиристори	ПЧ для надпотужних електроприводів, перетворювальні підстанції для залізничного транспорту, ПЧ для ліній електропередач постійного струму.	10...20	10...20
MOSFET-транзистори	перетворювачі для високоточного швидко-діючого електроприводу малої потужності, малопотужні низьковольтні імпульсні джерела живлення для плат ПК, телекомунікаційного обладнання, обладнання, мобільних пристроїв, засобів автоматизації, реле постійного струму.	0,04...0,1	0,04...0,1
BPT транзистори	Низьковольтні дешеві перетворювачі масового застосування (імпульсні джерела живлення).	0,5...2	0,5...2
IGBT-транзистори	Перетворювачі всіх видів для промислового та побутового електроприводу потужністю від сотень ватів до 1 МВт, імпульсні джерела живлення, джерела безперебійного живлення, активні фільтри.	0,3...0,6	0,3...0,6

Розглянемо особливості застосування тиристорів, симісторів та транзисторів в регуляторах змінної напруги. На рисунку 2.2 показано графічні позначення використовуваних у електроніці тиристорів. Згідно таблиці 2.1 розглянемо особливості, параметри та характеристики одноопераційних SCR (Silicon Controlled Rectifier) тиристорів та всіх типів транзисторів, як таких, що можуть використовуватись для вирішення наших задач. Основою найпростішого одноопераційного SCR (Silicon Controlled Rectifier) тиристора є чотиришарова p-n-p-n-структура. Для ілюстрації

принципу дії тиристора зручно скористатися його двотранзисторною моделлю, представивши структуру тиристора, як показано на рисунку 2.3. У випадку появи струму керування  $I_k$  в схемі з'являється струм бази  $I_{б2}$ , що супроводжує збільшення струму колектора  $I_{к2}$ , який є одночасно струмом бази  $I_{б1}$ . Збільшення струму  $I_{б1}$  призводить до зростання струму колектора  $I_{к1}$  і відповідно струму бази  $I_{б2}$  [2].

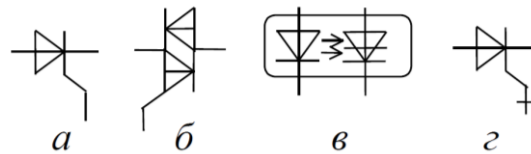


Рисунок 2.2 – Позначення тиристорів: а) одноопераційний, б) симетричний (симістор), в) оптопара; г) двоопераційний тиристор

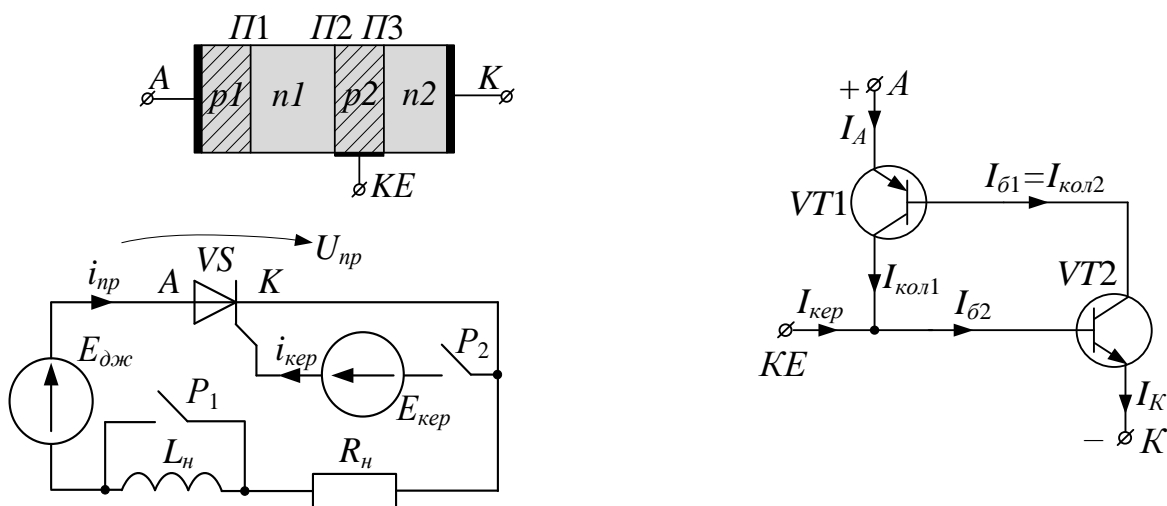


Рисунок 2.3 – Структура, схеми вмикання та заміщення одноопераційного тиристора

Таким чином, у схемі реалізується додатній зворотний зв'язок і при коефіцієнті підсилення в контурі зворотного зв'язку, більшого за одиницю, обидва транзистори будуть насичені, тобто відкриті. Тиристор переходить у ввімкнений стан і струм через нього визначається величинами напруги джерела живлення  $E$  і зовнішнього опору  $R$ . Після того, як обидва транзистори моделі увійдуть у насичення, струм керування  $I_k$  можна зменшити до нуля.

Стан тиристора при цьому не зміниться. Вимкнути тиристор можна лише зменшенням до нуля струму навантаження (анодного струму) зміною полярності анодної напруги.

«Двоопераційні тиристори та симістори мають таку ж вольт-амперну характеристику, як і одноопераційні тиристори, але їх можна закрити по колу керування. Симістори можуть проводити струм в обидві сторони, тобто симістор – це два тиристори, ввімкнених зустрічно» [4].

На рисунку 2.4 показано вольт-амперні та статичну (вхідну) характеристики тиристора при різних струмах керування. Точка  $I_K = 0$  відповідає напрузі перемикавання тиристора  $U_{пер}$ , коли при нульовому керуючому сигналі одноопераційний тиристор переходить із закритого стану у відкритий.

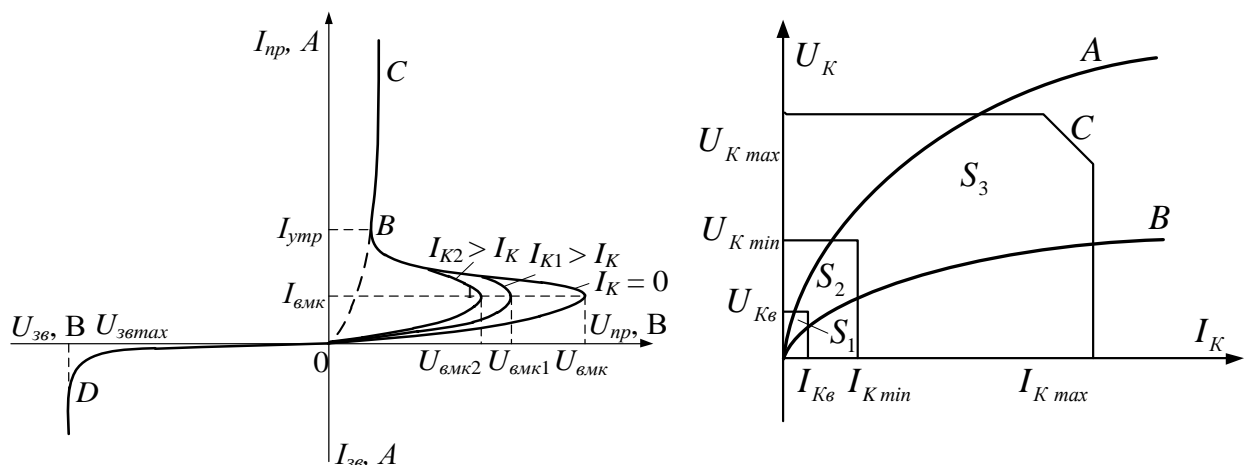


Рисунок 2.4 – Вольт-амперні та статична характеристики тиристора

Якщо при відкритому стані тиристора зменшувати струм навантаження, що протікає через нього (вниз по ділянці СВ), то при досягненні нижче точки В на ВАХ тиристор закриється. Найменший струм тиристора, необхідний для підтримання його у відкритому стані, називається струмом утримання (точка А). При наявності додатнього струму керування і його збільшенні напруга перемикавання буде зменшуватись, і при деякому значенні цього струму  $I_K$  пряма вітка ВАХ тиристора буде практично такою самою, як і в діода. ВАХ зазначеного  $p-n$ -переходу  $I_K = f(U_K)$  називається вхідною характеристикою.

Гранично допустимі відхилення вхідної характеристики нормуються та обмежуються кривими А і В. Вхідні характеристики тиристора будуються при нульовому анодному струмі, тобто за розімкненому анодному колі. Крива А відповідає вхідній характеристиці тиристора з максимальним допустимим вхідним опором кола керуючого електроду при максимальній температурі його структури, а крива В відповідає вхідній характеристиці тиристора з мінімальним допустимим опором при мінімальній температурі.

Площу між кривими А і В можна розділити на три області:

- S1 – область гарантованого закриття тиристора;
- S2 – область негарантованого відкриття;
- S3 – область гарантованого відкриття.

Ділянка S1 обмежена кривими А і В, ординатою  $I_{KB}$  і абсцисою  $U_{KB}$  – найбільшого постійного струму і напруги, які не можуть спричинити відкриття будь-якого тиристора даного типу (керування відсічкою).

Ділянка S2 обмежена кривими А і В, ординатою  $I_{KB}$ , абсцисою  $U_{KB}$  та лінією  $I_{kmin}$  мінімального постійного струму, здатного відкрити будь-який тиристор цього типу та лінією  $U_{kmin}$  – мінімальної постійної напруги, при умові незначного збільшення якої може відкритись будь-який прилад цього типу. Імпульсами керування з параметрами в межах області S2 може бути відкрита тільки частина тиристорів даного типу. Область S2 називається ще перехідною областю.

Для забезпечення надійного увімкнення всіх тиристорів даного типу на їхній керуючий електрод слід подавати струми і напруги зі значеннями, що лежать у межах області S3 гарантованого відкриття. Лінія С відповідає максимально допустимому миттєвому значенню потужності втрат на керуючому електроді. Так як зазвичай тиристор керується імпульсами певної тривалості, то на діаграмах керування наводяться кілька ліній допустимої потужності розсіювання для різних тривалостей імпульсів керування.

У більшості випадків увімкнення тиристорів здійснюється імпульсами струму з крутим фронтом і достатньою амплітудою, при цьому забезпечується

точне задання кута відкривання тиристорів, можливість роботи тиристорів у при паралельно-последовному з'єднанні. Перехід тиристора із закритого стану у відкритий під дією сигналу керування і з відкритого в закритий під дією комутації в силовому колі відбувається за дуже малі проміжки часу, що характеризують динамічні властивості тиристора.

На рисунку 2.5 наведено типові діаграми перемикання тиристора. Під час увімкнення час затримки  $t_3$  значною мірою залежить від амплітуди струму  $I_k$  і швидкості наростання  $di_k/dt$  струму імпульсу керування. Тому параметри імпульсу керування потрібно вибирати так, щоб отримати мінімальний час затримки. У сучасних тиристорів час затримки має мінімальне і практично однакове для різних тиристорів значення при амплітуді струму керування  $I_k = 1,5... 2$  А при  $di_k/dt = 1...1,5$  А/мкс. При цьому забезпечуються мінімальні час ввімкнення і можливий розкид часу увімкнення. Необхідна тривалість імпульсу керування тут залежить від часу затримки увімкнення, а також схеми перетворювального пристрою і характеру навантаження.

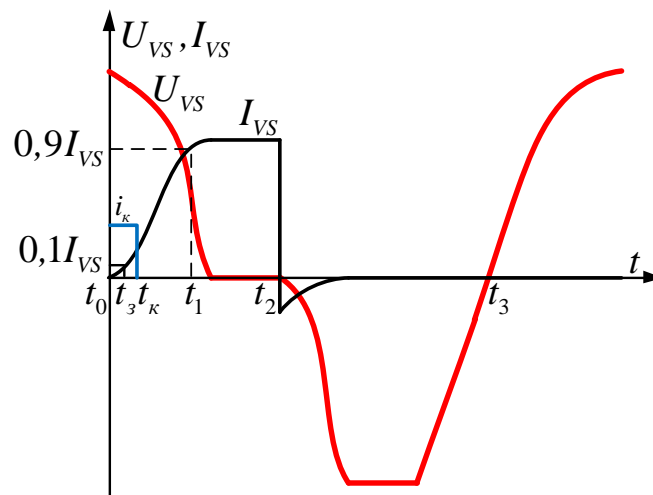


Рисунок 2.5 – Діаграми перемикання тиристорів

Слід зазначити, що у випадку від'ємної анодної напруги струм керування повинен бути відсутнім або не повинен перевищувати паспортного значення. В іншому разі сильно збільшується зворотний струм тиристора, який концентрується на окремих ділянках  $p-n$ -переходу, що призводить до

його перегріву і виходу з ладу тиристора.

У момент часу  $t_0$  на тиристор подається імпульс керування  $i_k$  і починається перехідний процес ввімкнення. На інтервалі  $t_1-t_2$  тиристор відкритий. У момент часу  $t_2$  на тиристор подається зворотна комутуюча напруга і починається перехідний процес вимкнення. При  $t > t_3$  тиристор закритий.

Динаміку перемикавання тиристора описують такі параметри:

- час увімкнення  $t_{\text{ввімк}}$  (інтервал  $t_0-t_1$ ) – час від моменту подачі керуючого імпульсу до моменту наростання анодного струму до 90 % від сталого значення  $I_{VS}$ ;

- час затримки  $t_3$  – час від моменту подачі керуючого імпульсу до моменту наростання анодного струму до 10 % від усталеного значення;

- час наростання  $t_n$  (інтервал  $t_3-t_1$ ) – час, відповідний наростанню струму аноду тиристора з 10% до 90 % від усталеного значення;

- час вимкнення  $t_{\text{вимк}}$  (інтервал  $t_2-t_3$ ) – час від моменту, коли анодний струм зменшився до нуля, до моменту, коли тиристор здатний витримувати, мимоволі не вмикаючись, напругу, що прикладається в зворотньому напрямку.

Для переведення тиристора із закритого стану у відкритий на його керуючий електрод слід подати керуючий імпульс струму певного рівня, форми (крутизни) і тривалості. При цьому на керуючому електроді не повинна бути перевищена допустима потужність втрат. Параметри імпульсу керування значною мірою визначаються електричними властивостями переходу, утвореного керуючою  $p$ - базою і катодним  $n$ -емітером тиристора [12].

Отже, одноопераційні тиристори відкриваються подаючею до керуючого електрода короткого імпульсу струму керування. Закриваються вони внаслідок зміни полярності електрорушійної сили  $E$  джерела живлення (у перетворювачах з природною комутацією) або за допомогою спеціальних пристроїв штучної комутації, де струм розряду комутуючого конденсатора спрямовують назустріч струму тиристора, щоб знизити його до рівня  $I_{ym}$ .

При комутаціях тиристорів можуть виникати такі небажані явища як

перенаруги при їх закриванні. Для обмеження похідної напруги під час закриття тиристора паралельно йому вмикають RC- або RCD-кола (снаббер), рис. 2.6). В таких колах конденсатор, заряджаючись, сповільнює зростання напруги, а резистор обмежує зарядний струм конденсатора під час відкриття тиристора. RC- або RCD-кола проектують поряд із тиристором, щоб звести до мінімуму паразитну індуктивність з'єднувальних проводів.

Діод сприяє швидшому закриттю тиристора (анодний струм на початку закриття переходить через нього на конденсатор). Якщо анодний струм перевищує допустимий струм тиристора, застосовують паралельне їх з'єднання. Слід відмітити, що внаслідок неоднаковості параметрів окремих типів тиристорів струм між ними (особливо під час увімкнення) розподіляється нерівномірно.

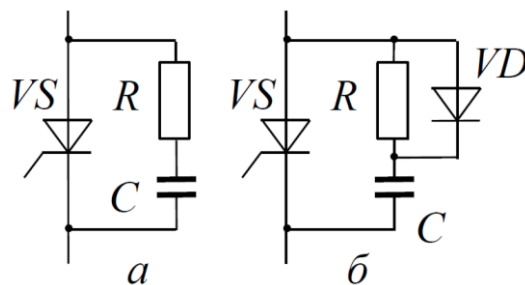


Рисунок 2.6 – Захисні RC та RCD-кола

На рисунку 2.7 зображено зовнішній вигляд основних типів тиристорів.

Двоопераційні тиристори (GTO), або замикаючі (Gate Turn-off Thyristor), відрізняються від одноопераційних тим, що здатні вимикатися за допомогою керуючого електрода, тобто вони є повністю керованими ключами. Відкриваються вони, як і звичайні тиристори, за допомогою додатнього потенціалу на керуючому електроді, а закриваються від'ємною напругою.

Такі силові тиристори проектуються на струми і напруги більше 1000 А і 1000 В, застосовуються в потужних комутаційних схемах систем електропостачання і виходять за межі нашого дослідження. Тому увагу на них не акцентуємо.

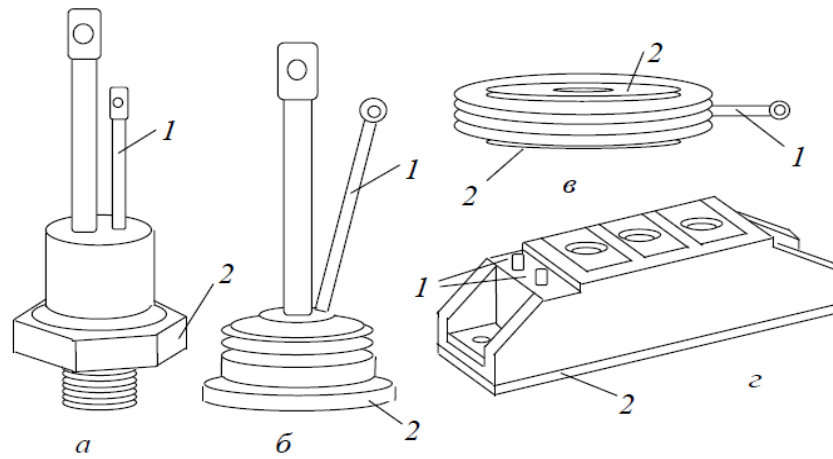


Рисунок 2.7 – Конструктивні різновиди тиристорів: а) штирьовий з гнучким чи жорстким виводом; б) фланцевий; в) таблеткового типу; г) безкорпусний [5]

Порівняння основних параметрів силових ключів різних типів можна представити за допомогою таблиці 2.2.

Таблиці 2.2 – Основні параметри різних силових ключів [4]

Тип Параметри	Тиристори			Транзистори		
	SCR	GTO	IGCT	IGBT	BPT	MOSFET
Номінальна напруга, кВ	10	6	6	6,5	1,2	< 1
Частота комутації, кГц	6	3	4	3,8	0,8	0,3
Порогова напруга, В	0,4	0,4	2...3	30	10	500
Перевантажувальна здатність	низька	низька	низька	висока	дуже низька	дуже висока
Обмеження $di/dt$ (потрібно/непотрібно)	так	так	ні	ні	так	ні
Струм керування	$\ll I_a$	$I_a / (3...5)$	$\geq I_a$	$\ll I_a$	$< I_a$	$\ll I_a$
Потужність керування	низька	висока	низька	низька	висока	висока
Інтеграція з драйвером і зворотнім діодом	ні	ні	так	так	так	так
Орієнтовна вартість кіловата в порівнянні з SCR, %	100%	200%	300%	400%	200%	–

## 2.1 Тиристорні регулятори напруги

Розглянемо детальніше деякі види регуляторів, побудованих на тиристорах. Конструювання таких перетворювачів змінної напруги ґрунтується на використанні комутаційної дії напівпровідникового ключа. Регулятори змінної напруги є електронними ключами, що дають змогу вмикати або

вимикати навантаження в колі змінного струму або регулювати його потужність. Регулятор потужності – це пристрій, призначений для лінійного керування потужністю в навантаженні. Допустима потужність навантаження насамперед залежить від потужності комутуючих елементів регулятора.

Силові електронні пристрої складаються із силової частини та системи керування (СК). До силової частини належать електричні кола та елементи, які передають електричну енергію від джерела до навантаження. Ці кола разом із силовими елементами визначають основні техніко-економічні показники силового електронного пристрою, зокрема його ККД.

Застосування тиристорів у схемах регулювання потужності дає змогу підвищити надійність регуляторів і зменшити їх масогабаритні показники. Залежно від принципу регулювання силовий тиристорний ключ може працювати або в режимі комутації повної напруги мережі до навантаження (двопозиційне регулювання), або в режимі комутації частини напруги мережі.

Основні схеми однофазних силових тиристорних ключів показано на рисунку 2.8.

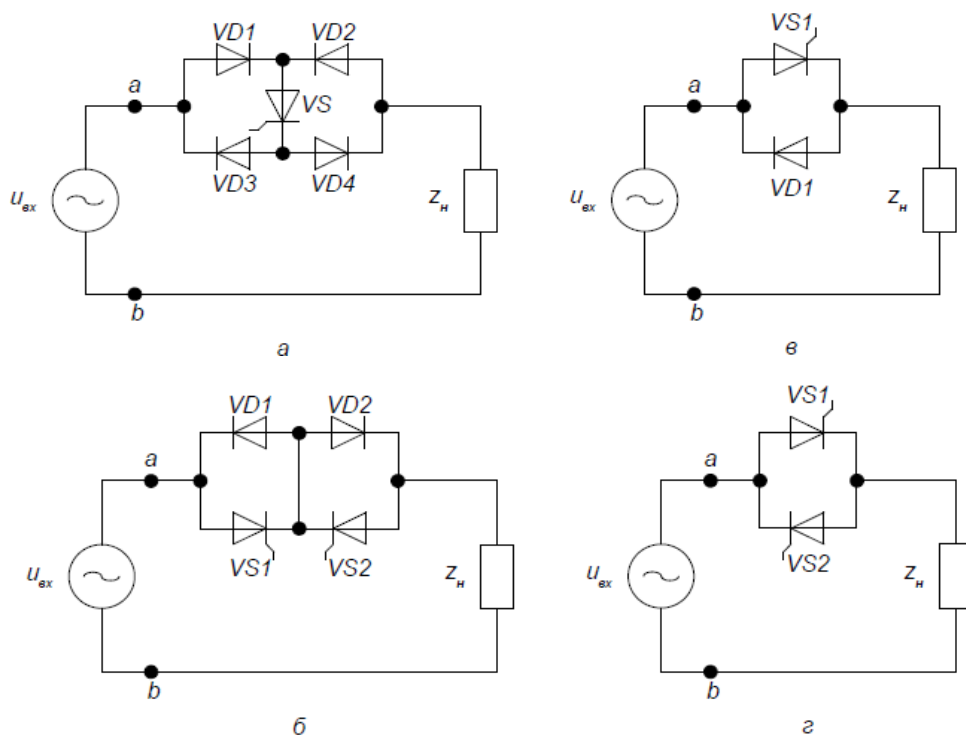


Рисунок 2.8 – Електричні схеми тиристорних регуляторів

Регульований ключ керується кутом керування на керуючому електроді, тим самим змінюючи площі синусоїд, що пропорційно визначають потужність на навантаженні. Форма напруги на навантаженні дещо відрізняється від форми кривої напруги джерела. Це зумовлено тим, що напруга і струм зазвичай містять гармоніки. Із властивостей тиристорів випливає, що керуючий сигнал вмикає ключ змінного струму практично без затримки і після припинення подачі сигналу протікання струму у колі припиниться в момент проходження його через нуль [7].

У електричній схемі на рисунку 2.8, а використовується один тиристор і чотири діоди. Схема містить максимальну кількість елементів порівняно з іншими схемами силових ключів. Її перевага – це застосування одного тиристора. Зворотна напруга тиристора в цій схемі дорівнює нулю, тому що тиристор увімкнено в діагональ випрямного моста. Зворотна напруга діодів дорівнює прямій робочій напрузі тиристора і визначається з рівняння (2.1):

$$U_{зв} = 1,41U_{ex}, \quad (2.1)$$

де  $U_{ex}$  – діюче значення напруги.

Як відомо, тиристор пропускає дві півхвилі струму, а максимальна величина середнього значення струму через тиристор дорівнює  $I_{cpVS} = 0,9I_n$ . Середнє значення струму через діоди дорівнює від діючого струму навантаження  $I_{cpVD} = 0,45I_n$ . Під час розрахунку можна прийняти, що діюче значення струму через навантаження дорівнює діючому значенню струму через тиристор.

Основний недолік цієї електричної схеми – це великий спад напруги на силовому ключі із-за спадів напруг на двох діодах і тиристорі, що призводить до зростання втрат. Схему не застосовують при низьких значеннях напруги навантаження [8].

Схема на рисунку 2.8, б містить меншу кількість елементів. У цій схемі використане одне джерело для керування двома тиристорами, оскільки їхні

катоди мають спільну точку. Діоди VD1 і VD2 блокують зворотну напругу, тому до тиристорів прикладається тільки пряма напруга.

Середнє значення струму через діод і тиристор становить 45 % від діючого значення струму навантаження. Розкид електричних параметрів тиристорів може призвести до протікання постійної складової струму через навантаження, що є небажаним з точки зору їх перегріву. Різновидом цієї схеми ключа є схема, де аноди тиристорів з'єднані в загальну точку. Перевага такого увімкнення – можливість розташування тиристорів на загальному радіаторі, однак при цьому виходи схеми керування мають бути гальванічно розв'язані.

На рисунку 2.8, в показано напівкеровану схему «тиристор-діод». Її застосування обмежене із-за того, що струм протікає через навантаження після переривання керуючого сигналу, а напруга на навантаженні має постійну складову, якщо кут керування тиристора не дорівнює нулю.

Найпоширенішою є схема з двома зустрічно-паралельно увімкненими тиристорами (рис. 2.8, г). Її перевага – це мінімальні габарити. В такому ключі необхідно застосовувати більш вартісні тиристори, що витримують вищу зворотну напругу. Тут тиристори не можна розміщувати на одному радіаторі, і вони вимагають застосування схем керування з гальванічним розділенням виходом. Схема однофазного перетворювача змінного струму призначена для отримання змінної вихідної напруги з фіксованого джерела змінного струму [11]. Цей перетворювач використовує два тиристорні компоненти, з'єднані в антипаралельній конфігурації, або один TRIAC (тріод для змінного струму). Однофазний перетворювач АС-АС зазвичай називають контролером напруги АС-АС. Коли тиристорний перемикач підключений між джерелом змінного струму і навантаженням, потоком енергії можна керувати, змінюючи середньоквадратичне значення змінної синусоїдної напруги, що подається на навантаження.

Змінний струм від джерела буде протікати через навантаження протягом кожного півперіоду напруги джерела. Середньоквадратичне значення напруги

на навантаженні можна регулювати, змінюючи кут спрацьовування  $\alpha$  тиристора.

Нехай анодна напруга тиристора змінюється за синусоїдним законом. Тоді кожному додатньому значенню анодної напруги  $U_a$  тиристора відповідатиме своє значення напруги керування  $U_{к.о.}$ , за якого тиристор відмикається. Чим вища анодна напруга, то при менших напругах керування відкривається тиристор. Характеристика  $U_{к.о.} = f(U_a)$  зображена на рисунку 2.9 штриховою лінією. Її називають пусковою характеристикою тиристора.

Якщо прикладено постійну напругу  $U_{к1}$ , то тиристор відкривається в момент, коли ця напруга стане більшою за напругу  $U_{к.о.}$  за даного значення анодної напруги. Це станеться в момент перетину горизонтальної прямої постійної напруги  $U_{к1}$  і штрихової кривої  $U_{к.о.}$  напруги відкривання.

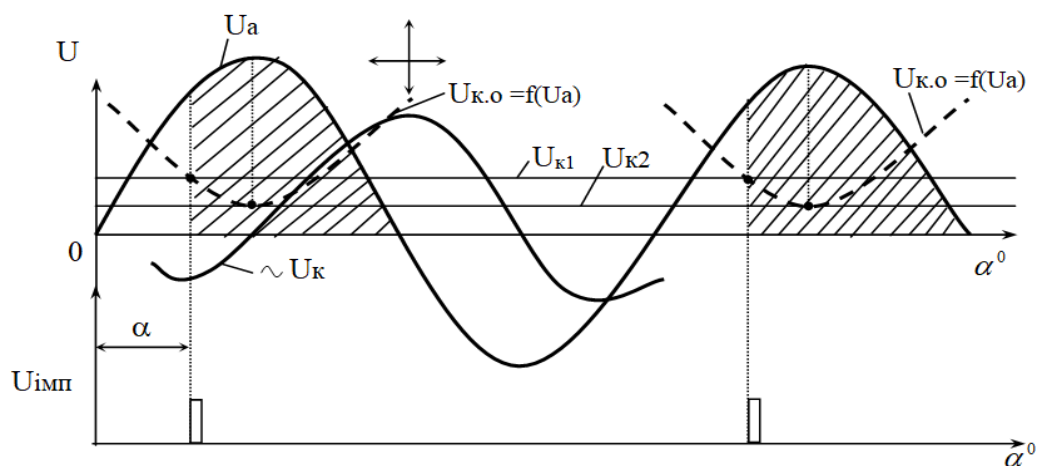


Рисунок 2.9 – Графік роботи тиристора

Відкритий тиристор продовжує пропускати струм до кінця додатнього півперіоду. Під час від'ємного півперіоду тиристор, як і будь-який випрямляч, практично не пропускає струм, а в наступний додатній півперіод повторюється той самий процес відкривання тиристора.

Кількість енергії, пропущеної до споживача  $R_n$ , середнє значення сили струму споживача і напруги на його затискачах визначаються тією частиною півперіоду, протягом якої тиристор відкритий. У разі зменшення напруги

керування кут відмикання збільшується, а тривалість пропускання струму за час кожного додатнього півперіоду зменшується [11].

Для відкривання тиристора при кутах, що перевищують  $90^\circ$ , застосовують змінну напругу керування  $U_k$ , що змінюється, наприклад, синусоїдно. За напруги, що відповідає точці перетину синусоїдою цієї напруги штрихової кривої  $U_{k.o.} = f(\alpha)$ , тиристор відкривається.

Зміщуючи синусоїду по вертикалі вгору або вниз, також можна змінювати кут відкривання. Таке керування називають вертикальним. У цьому випадку зі змінною напругою  $U_k$  алгебраїчно складається постійна напруга, наприклад напруга  $U_{k1}$ . Кут відкривання регулюють шляхом зміни величини цієї напруги.

Для отримання більш чіткого ввімкнення тиристора використовують в основному імпульсний спосіб керування. У потрібний момент часу на керуючий електрод тиристора подають короткочасні імпульси постійної напруги, що перетинають штрихову криву критичної напруги  $U_{k.o.}$  в цей момент часу (рис. 2.9). Ці електричні імпульси повинні мати ту саму частоту, що й анодна напруга тиристора. Зміщуючи їх праворуч або ліворуч відносно синусоїди анодної напруги, можна змінювати кут відкривання тиристора від  $0$  до  $180^\circ$ .

Для формування короткочасних додатніх імпульсів напруги  $U_{iмп}$  в електротехнічній практиці застосовують СІФК – системи імпульсно-фазового керування (рис. 2.10).

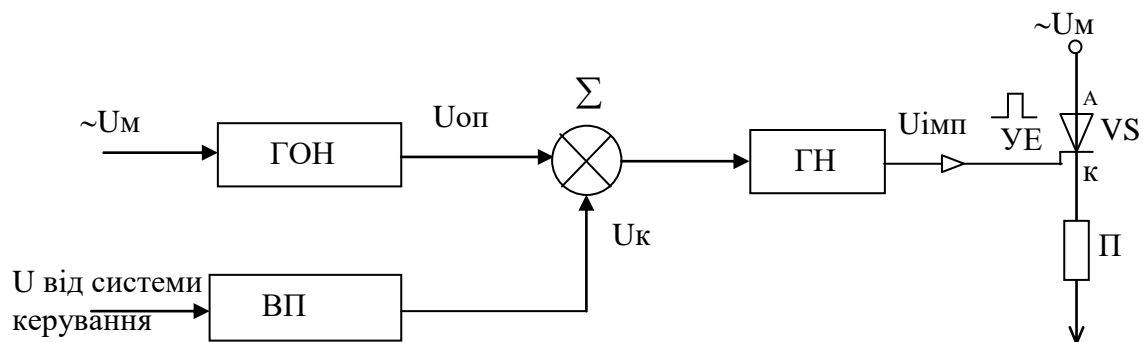


Рисунок 2.10 – Функціональна схема СІФК

На рисунку 2.10 позначено: ГОН – генератор опорної пилкоподібної напруги; ВП – вхідний пристрій; ГІ – генератор імпульсів;  $U_M$  – напруга мережі;  $U_{оп}$  – опорна напруга;  $U_K$  – постійна регульована напруга керування;  $\Sigma$  – суматор напруги  $U_{оп}$  і  $U_K$ ;  $U_{імп}$  – імпульсна напруга; VS – тиристор; П – приймач.

Процес формування додатніх імпульсів  $U_{імп}$  показано на рисунку 2.11.

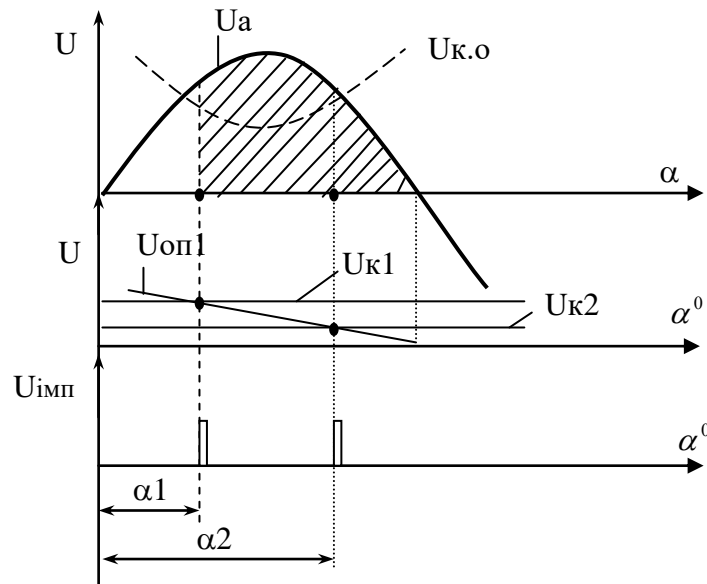


Рисунок 2.11 – Формування додатніх імпульсів  $U_{імп}$

За рівності напруг  $U_K$  і  $U_{оп}$  СІФК формує імпульс напруги  $U_{імп}$ . Якщо змінювати за величиною напругу  $U_K$ , то змінюватиметься кут відкриття  $\alpha$  тиристора і відповідно його момент відкриття. Зміщуючи позитивний імпульс напруги  $U_{імп}$  по осі абсцис, можна змінювати кут відкриття  $\alpha$  тиристора від  $0^\circ$  до  $180^\circ$ .

На рисунку 2.12 показано діаграми напруги джерела живлення, імпульсів на керуючому електроді із зсувом по фазі на кут  $25^\circ$ , напруги і струму на навантаженні та напругу кола «катод-анод» тиристора. Струм, що протікає через тиристор є одночасно і струмом навантаження і струмом мережі  $i_M = i_{VS} = i_H$ . Як відомо зі збільшенням кута керування напруга регулюється в сторону зменшення [12].

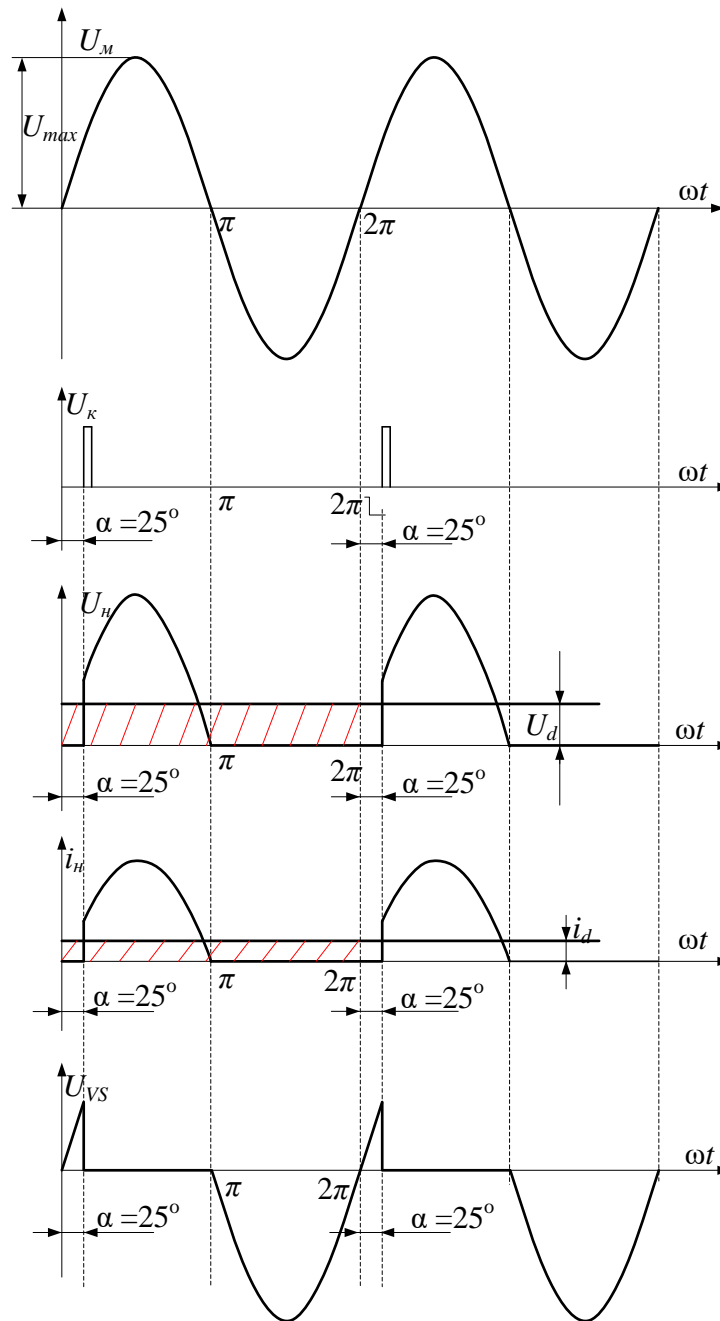


Рисунок 2.12 – Часові діаграми регулятора потужності з кутом керування  $25^{\circ}$

На проміжку часу  $0 \leq \omega t < \alpha = 25^{\circ}$  внутрішній опір тиристора є високим і його струм та напруга на навантаженні мізерні, а напруга кола «катод-анод» дорівнює напрузі мережі.

Розглянемо інтервал часу, де кут керування змінюється за законом  $\alpha = 25^{\circ} \leq \omega t < 180^{\circ}$ . Коли крива синусоїди напруги мережі проходить через кут  $\alpha = 25^{\circ}$  на керуючий електрод подається електричний імпульс  $U_K$ . Опір

тиристора прямує до нуля, струм навантаження збільшується, стає більшим за струм вимкнення тиристора і в цьому проміжку він є відкритим, тобто вся потужність поступає на навантаження. При близьких кутах до  $180^0$  струм тиристора стає меншим за струм ввімкнення і тиристор закривається. Опис діаграм був показаний на одному періоді. Проаналізувавши рисунок 2.12 видно, що напруга на навантаженні  $U_n$  при відкритому тиристорі дорівнює напрузі джерела  $U_m$  і дорівнює нулю при закритому тиристорі. В першому випадку на навантаженні є максимальна потужність, а в другому нульова.

Як відомо з курсу «Промислова електроніка» випрямлена напруга визначається геометрично, тобто напруга на виході тиристорного регулятора потужності визначається з виразу (2.2):

$$U_{da} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{max} \cdot \sin\omega t = \frac{U_{max}}{2\pi} (1 + \cos\alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot U_m}{2\pi} (1 + \cos\alpha) = U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos\alpha}{2}. \quad (2.2)$$

Отже, змінюючи момент подачі імпульсу на керуючий електрод, можна регулювати споживану потужність.

### 2.3 Методи і схеми керування тиристорами

Для успішного функціонування ключових режимів силових транзисторів чи тиристорів на їх електроди (затвор, базу) необхідно подавати відповідні імпульси. Ці сигнали формуються системою керування (СК), що формує імпульси керування електронними ключами силової частини схеми. Тому СК складається з функціональних блоків, пов'язаних з обробкою інформаційних потоків і формуванням імпульсів керування. Саме система керування розв'язує комплекс задач, пов'язаних з формуванням і регулюванням вихідної напруги регулятора.

«Системи керування конструюються з дискретних та інтегральних електронних компонентів (генераторів сигналів, компараторів, формувачів

імпульсів) і це потребує додаткових внутрішніх джерел живлення з різними рівнями напруг та параметрами. Тому в складі структури системи є блок вторинних джерел живлення для власних потреб, які називають також джерелами оперативного живлення (ДОЖ) або вторинними джерелами живлення (ВДЖ). У цих джерелах застосовують перетворювачі та регулятори різних видів, які узгоджують параметри вхідної напруги силових кіл із параметрами, необхідними для живлення елементів системи керування» [8].

При живленні від мережі змінного струму основою ДОЖ є малопотужні багатообмоткові трансформатори на різні напруги. Ці обмотки підключаються до випрямлячів з вихідними ємнісними фільтрами. Для стабілізації рівнів вихідних напруг випрямлячів малої потужності використовують стабілітрони або транзисторні регулятори неперервної дії. Для покращення масогабаритних показників використовують блоки з безтрансформаторним входом.

У цій структурі змінна напруга силового кола надходить на випрямляч, вихідна напруга якого перетворюється інвертором у змінну напругу підвищеної частоти (більше 20 кГц). Потім ця напруга трансформується, знову випрямляється і фільтрується. Трансформація і фільтрація при підвищених частотах дають змогу зменшити масогабаритні показники ДОЖ [4, 8].

Існує спільність у реалізації систем керування. Вона зумовлюється однаковістю керувального впливу СК на силову схему, що проявляється в зміні моменту подачі імпульсів на тиристори відносно кривої напруги мережі, яка змінюється синусоїдно, тобто кута керування  $\alpha$ . СК перетворювачів, що здійснюють регулювання фази керуючих імпульсів, називають системами імпульсно-фазового керування (СІФК). Завдання СІФК зводиться до трансформації керуючого сигналу (наприклад, напруги входу) у часову величину – кут керування  $\alpha$ .

При фазовому методі керування створюється штучний зсув фаз між напругою мережі і керуючою напругою. Діапазон регулювання фазового кута при цьому методі значно зростає, хоча в області граничних значень (близько 0 В і  $U_{\max}$ ) регульовальна характеристика втрачає свою лінійність. При

фазовому методі керування позначається розкид параметрів тиристорів на момент їх увімкнення.

Інший, фазоімпульсний метод керування характеризується підвищеною надійністю увімкнення тиристорів. Тут, для зміни кута ввімкнення тиристора зсувається не фаза змінної напруги, а імпульс із крутим фронтом. При цьому діапазон регулювання фазового кута становить  $180^\circ$ .

Слід зазначити, що наявність усіх зазначених пристроїв у СК не є обов'язковим, оскільки деякі функції СК можуть бути об'єднані в одному елементі. Способи технічної реалізації зазначених пристроїв можуть бути різні як за типом застосовуваних елементів, так і за принципом дії схеми.

Структурна схема СІФК при вертикальному керуванні показана на рисунку 2.13. Напруга починає формуватися в момент часу  $t = 0$  і закінчується при  $t = \pi$ . Така тривалість напруги від ГПН забезпечує широкую зміну фази імпульсу, що дорівнює половині періоду напруги мережі.

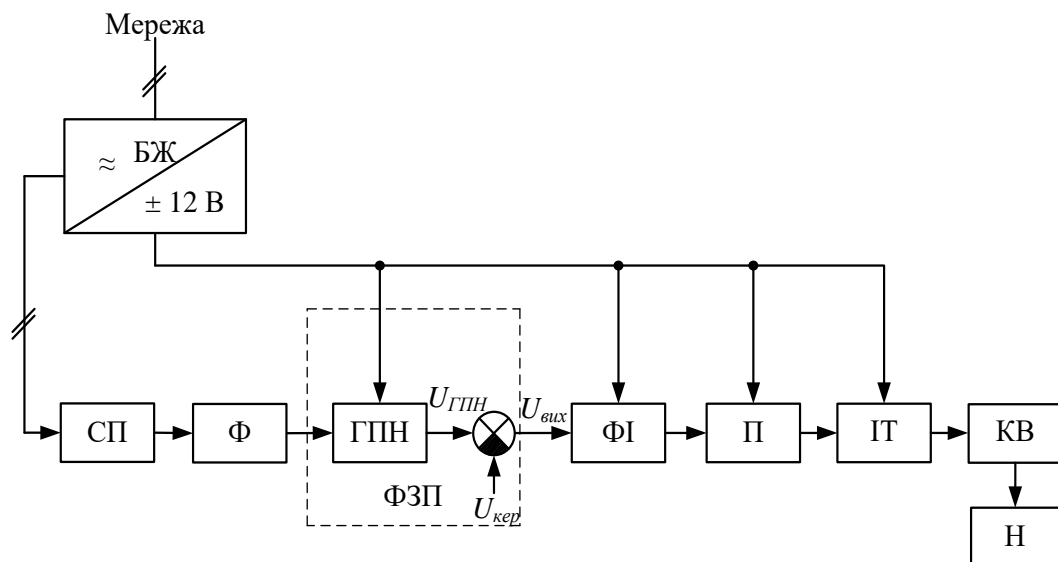


Рисунок 2.13 – Структурна схема СІФК з вертикальним керуванням

Позначення на схемі: БЖ – блок живлення, СП – синхронізуючий пристрій, Ф – фільтр, ФЗП – фазозсуваючий пристрій, ФІ – формувач імпульсів, П – підсилювач, ІТ – імпульсний трансформатор, КВ – керований випрямляч, Н – навантаження.

Робота ФЗП ґрунтується на порівнянні змінної (синусоїдальної, трикутної або пилкоподібної) форми напруги та регульованої постійної напруги входу. У момент рівності цих напруг порівнювальний пристрій запускає вихідний.

Для двоканальних СІФК у випадку відповідної кількості тиристорів, то тут після формувача імпульсів ФІ розміщують розподілювачі імпульсів РІ, побудовані на логічних елементах «І». Тобто, керуючий імпульс по чергово раз в період поступає до тієї чи іншої пари тиристорів.

На рисунку 2.14 показано процеси в одноканальній СІФК з вертикальним керуванням. Діаграма показує, що при напрузі  $U_{кер1}$  генерується імпульс, що відповідає куту  $\alpha_1$  (точка 1).

При  $U_{кер} = U_{кер2}$  пилкоподібна напруга досягне цього значення з запізненням, відповідно й пізніше формується імпульс з кутом  $\alpha_2$  (точка 2). Тут кут керування збільшується, а вихідна напруга зменшується.

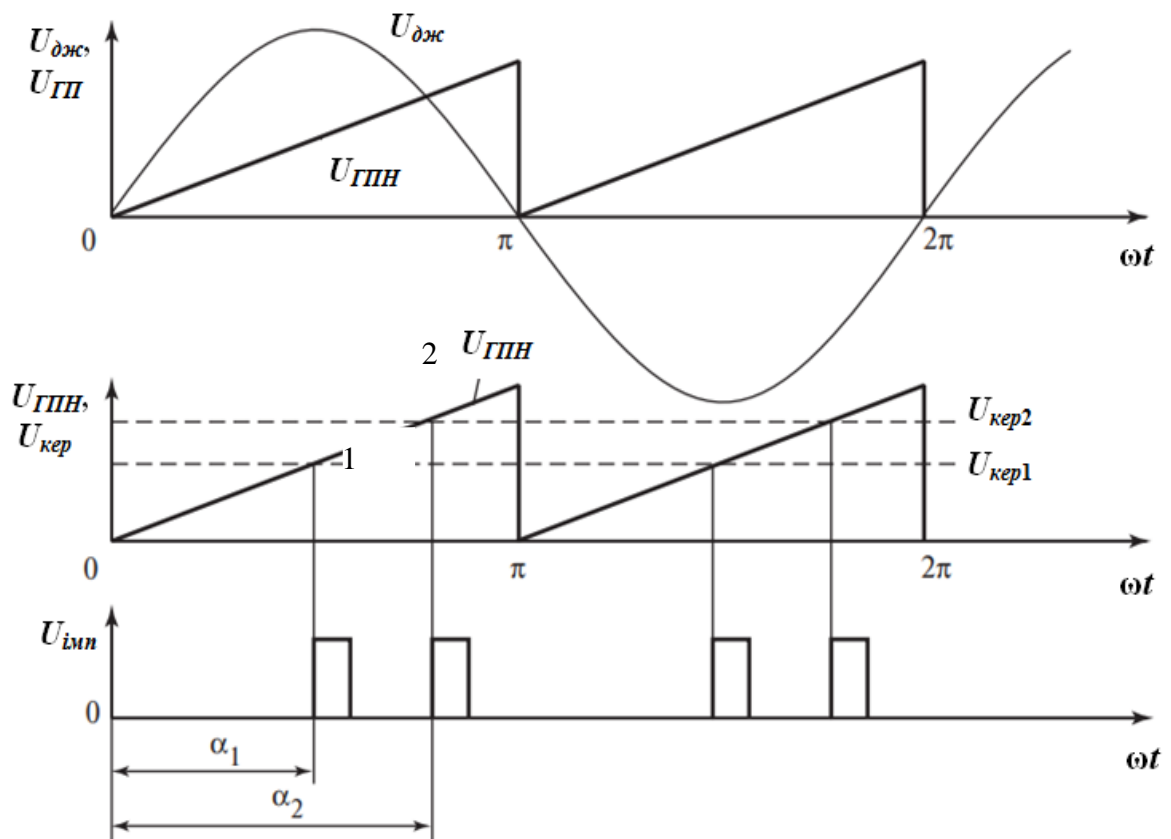


Рисунок 2.14 – Діаграми СІФК при вертикальному способі

Таким чином, вертикальний спосіб керування дає змогу отримати лінійні регульовальні характеристики вентильного регулятора [1, 10].

Напівпровідникові пристрої керування тиристорами, побудовані за вертикальним способом, мають ряд переваг: вони безінерційні, формують керуючий імпульс із великою крутизною переднього фронту (до 0,5 мкс). Окремим різновидом вертикального методу є число-імпульсний. Його особливість полягає в тому, що на керуючий електрод подається пучок коротких імпульсів, що дає змогу спростити розрахунок і конструкцію вихідного трансформатора і водночас забезпечити надійну роботу тиристорного ключа за будь-якого характеру навантаження.

На рисунку 2.15 показано універсальну однофазну схему керування тиристорними силовими ключами змінного струму, побудовану за числоімпульсним методом [9]. Вона складається з таких каскадів:

- вузла синхронізації напруги на транзисторі VT1, що формує вузький імпульс (тривалістю 10 мкс), синхронний з анодною напругою силового тиристора;
- генератора пилоподібної напруги на тиристорі VS1, що виробляє напругу пили, початок і кінець якої обмежується двома сусідніми синхронізуючими імпульсами;
- схеми порівняння на транзисторі VT2, яка формує імпульс у момент рівності пилоподібної напруги і напруги, що подається від кола зворотного зв'язку або завдання;
- імпульсного підсилювача на транзисторі VT3, що формує імпульс достатньої потужності для відмикання силового тиристора.

Схема функціонує наступним чином. На вхід аб вузла синхронізації надходить двопівперіодна випрямлена напруга  $U_{аб}$  від тієї ж фази, від якої живиться силовий тиристор. Обмежуючись за амплітудою на стабілітроні VD, синхронізуюча напруга трапецеїдної форми  $U_{бVT1}$  подається на базу VT1. Доки на базі VT1 є додатна напруга, він закритий. У момент, коли  $U_{бVT1}$  спадає майже до нуля, транзистор відкривається, і в його колекторному колі

генеруються імпульси, які є строго синхронними з моментом зміни знаку напруги мережі. Ці імпульси надходять на керуючий електрод тиристора VS1, вмикаючи його. Конденсатор C1 швидко розряджається через резистор R3 і відкритий тиристор VS1.

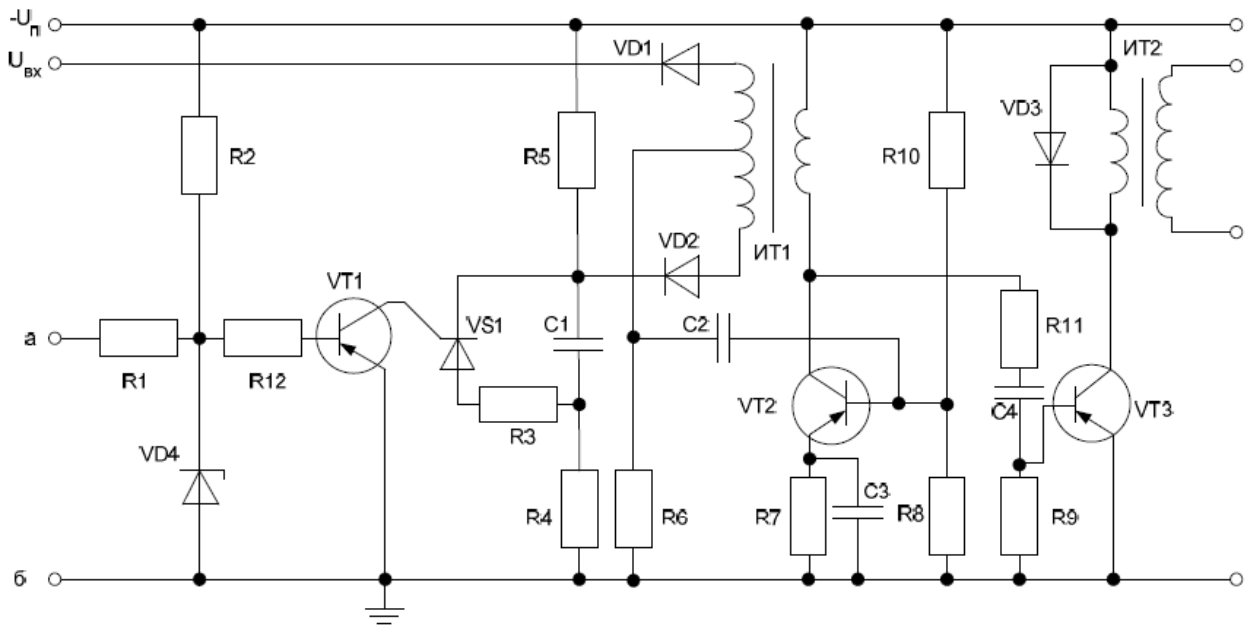


Рисунок 2.15 – Електрична схема СІФК з вертикальним керуванням

Тиристор VS1 вимикається, коли напруга на його аноді дорівнює нулю, і починається повільний заряд конденсатора через резистори R4 і R5. Сформована таким чином пилкоподібна напруга надходить на один із входів схеми порівняння (катод діоду VD2). На другий вхід подається сигнал із ланцюга зворотного зв'язку  $U_{вх}$ . Поки напруга на катоді VD2 менша за абсолютною величиною за напругу на катоді VD1, діод VD2 закритий, а діод VD1 відкритий і він комутує від'ємний зворотний зв'язок блокінг-генератора, побудованому на транзисторі VT2, тобто закриває його. Зі зростанням пилкоподібної напруги настає момент, коли напруга на катоді VD1 стає меншою за абсолютною величиною за напругу на катоді VD2. Діод VD1 закривається, VD2 відкривається, вмикаючи додатній зворотний зв'язок.

Блокінг-генератор генерує неперервну послідовність імпульсів, початок якої визначається моментом рівності напруг катодів VD1 і VD2, а кінець –

моментом зриву пилкоподібної напруги. Подаючи на вхід аб вузла синхронізації двопівперіодну напругу, отримуємо зміну фазового кута  $\alpha$  в межах  $180^\circ$ . Коефіцієнт передачі схеми керування при цьому дорівнює:

$$K_{II} = \frac{\pi}{U_{n \max}}, \quad (2.3)$$

де  $U_{n \max}$  – максимальна амплітуда пилкоподібної напруги.

Змінюючи постійну часу заряду конденсатора С1, можна в широких межах змінювати коефіцієнт передачі схеми керування. При цьому необхідно враховувати, що зі зменшенням постійної часу заряду цього конденсатора збільшується нелінійність пилкоподібної напруги.

## 2.4 Характеристики регуляторів

Основною характеристикою регуляторів потужності, що визначає їх функції, є регульовальна характеристика  $U_{н.д} = f(\alpha)$ , яка залежить від навантаження. Найпоширенішими є активне, активно-індуктивне та індуктивні навантаження. Дійсне значення вихідної напруги у функції кута керування при активному навантаженні визначається співвідношенням (2.4):

$$U_{н.д.} = U_m \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \quad (2.4)$$

Із принципу дії регулятора випливає, що вихідна напруга має несинусоїдну форму та залежно від кута керування  $\alpha$  рівень вищих гармонік значно змінюється [14].

На рисунку 2.16 наведено залежність амплітуди першої та кількох вищих гармонік у функції кута керування  $\alpha$ . На рисунку 2.17 наведено залежність коефіцієнта  $K_\phi$  від кута керування  $\alpha$ .

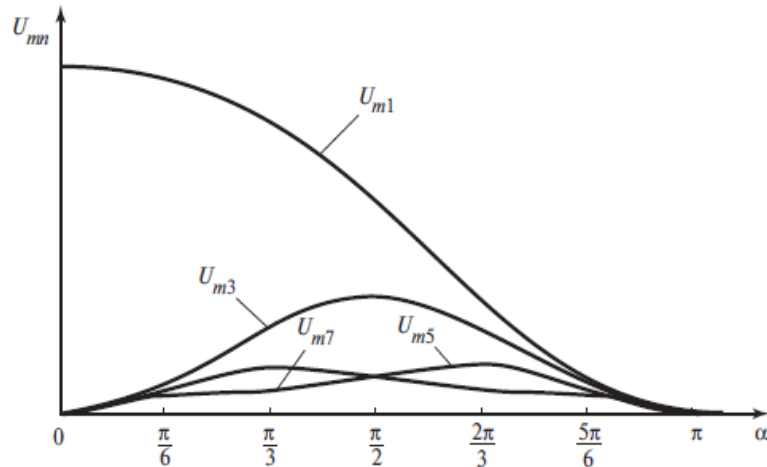


Рисунок 2.16 – Залежність амплітуд вищих гармонік від кута керування при активному навантаженні

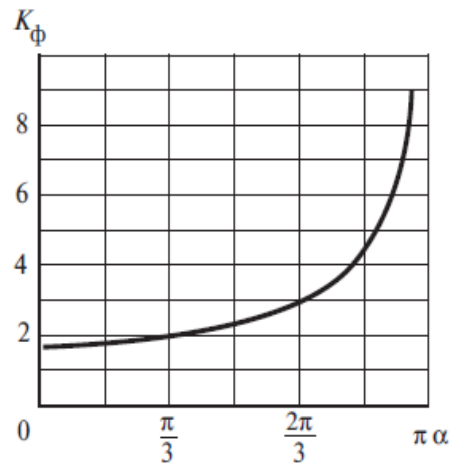


Рисунок 2.17 – Залежність  $K_f = f(\alpha)$  при за активному навантаженні

Очевидно, що збільшення кута керування спричиняє не тільки спотворення струму та напруги активного навантаження, а й погіршення коефіцієнта форми струму тиристора  $K_f$ .

При активно-індуктивному навантаженні увімкнення будь-якого з тиристорів у схемі на рисунку 2.8, г, а викликатиме перехідний процес у системі: джерело вхідної напруги – навантаження.

На рисунку 2.18 показано залежність вихідної напруги від кута керування  $\alpha$  при різних кутах зсуву фаз.

Активно-індуктивне навантаження на виході регулятора не тільки

впливає на діапазон зміни кута керування  $\alpha$ , а й на регулювальні характеристики (рис. 2.18).

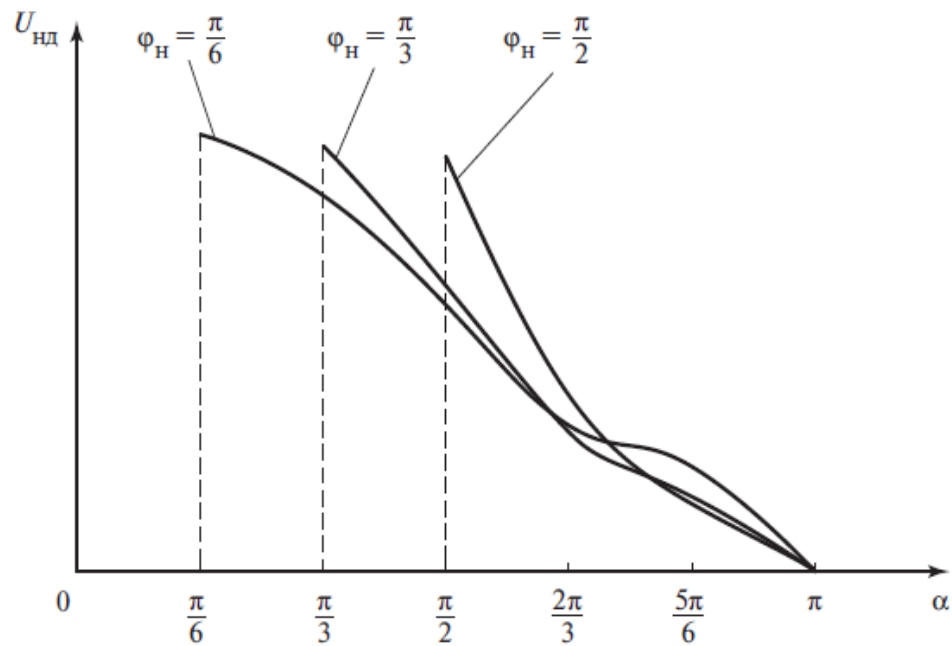


Рисунок 2.18 – Залежність вихідної напруги від кута керування  $\alpha$  при різних кутах зсуву фаз

З діаграми видно, що спектральний склад струму і напруги на навантаженні залежить не тільки від кута  $\alpha$ , а й від коефіцієнта зсуву основної гармоніки в навантаженні  $\cos\varphi_n$ .

## РОЗДІЛ 3

### ПРАКТИЧНА ЧАСТИНА

#### 3.1 Розрахунок схеми керування тиристорами

Оптимальний вибір схеми керування та її точний розрахунок значною мірою визначають довговічність і надійність тиристорного регулятора. При розрахунку схеми керування тиристорами враховують вимоги, що визначаються параметрами проектованої системи та фізикою роботи самих тиристорів.

Покажемо розрахунок параметрів регулятора на прикладі схеми рисунка 2.15. Діапазон керування визначається межами регулювання вихідної напруги регулятора і схемою силового ключа. У загальному випадку максимальний діапазон регулювання визначається за формулою (3.1):

$$D = D_i - (\gamma_T + \delta_T + \Delta\alpha), \quad (3.1)$$

де  $D_i$  – ідеальний діапазон регулювання схеми керування, який визначається періодом слідування синхроімпульсів;

$\gamma_T$  – кут комутації тиристора;

$\delta_T$  – кут відновлення тиристора;

$\alpha$  – найбільше допустиме значення асиметрії керуючих імпульсів.

Для повного використання тиристорів діапазон керування має бути максимальним. Однак ця вимога ускладнює проектування системи керування. Вимоги, що впливають із фізичних особливостей тиристорів, визначають параметри вихідного каскаду схеми керування. Навантаженням вихідного електричного каскаду схеми керування є коло керування тиристором, яке може розглядатися окремо від його силового кола із-за відсутності між ними зворотного зв'язку [13].

Вихідний каскад схеми керування повинен сформувати імпульс, параметри якого були б більшими за необхідний струм і напругу випрямлення

тиристора, що гарантує його надійне ввімкнення при всіх експлуатаційних умовах, але не перевищувати максимально допустимої напруги чи струму, які призведуть руйнування тиристора. Вхідні параметри тиристорів мають великий розкид навіть у тиристорів одного й того ж типу.

Тривалість керуючого імпульсу визначається часом ввімкнення тиристора і характером навантаження в силовому колі. При чисто активному навантаженні ця тривалість приймається на рівні 10...20 мкс. У випадку активно-індуктивного (R-L) навантаження тривалість визначається часом наростання струму через тиристор до величини утримувального струму. Для зменшення тривалості імпульсів при RL навантаженні його можна шунтувати активним опором, який вибирають з умови протікання через нього струму, що дорівнює стримувальному [1].

Для зменшення впливу температури і розкиду параметрів тиристорів в момент ввімкнення фронт імпульсу має бути досить крутим. Особливо жорсткі вимоги до тривалості фронту імпульсу висуваються у випадку одночасного увімкнення декількох паралельно або послідовно з'єднаних тиристорів. Імпульси, що подаються на керуючі електроди тиристорів, які одночасно вмикаються, повинні формуватися в один і той самий момент. Неодночасність подачі керуючих імпульсів становить зазвичай 0,5...1 ел. град.

Вибір напруги живлення є першим етапом при розрахунку. Далі розраховується вихідний каскад на транзисторі VT3, враховуючи параметри кола керування тиристора силового ключа. Навантаженням у колекторі транзистора VT3 є імпульсний трансформатор IT2, навантажений на керуюче коло тиристора. Цей трансформатор визначає режим роботи транзистора VT3. Основний параметр трансформатора – це індуктивність намагнічування  $L_{\mu}$ .

Коефіцієнт трансформації трансформатора вибираємо з нерівності (3.2):

$$\frac{U_{к\ max}}{E_{к}} \geq n \geq \frac{U_{спр}}{E_{к}}, \quad (3.2)$$

де  $U_{к\ max}$  – максимальна допустима напруга керування тиристорами;

$U_{cnp}$  – напруга спрямлення;

$E_k$  – напруга живлення схеми керування.

Струм в колекторному колі транзистора визначається з рівняння (3.3):

$$mi_{кер\ max} \geq i_K \geq ni_{cnp}. \quad (3.3)$$

За знайденим струмом і напрузі кола «колектор-емітер» вибираємо транзистор. Визначаємо величину індуктивності  $L_\mu$  за формулою (3.4):

$$L_\mu = \frac{E_k \mu_n (t_k - t_{n\phi} - t_{з\phi})}{I_{K\ max} - ni_{кер}}, \quad (3.4)$$

де  $I_{K\ max}$  – максимально допустимий імпульсний струм колектора транзистора, мА;

$i_{кер} = I_K / n$  – струм керування тиристора;

$t_k, t_{n\phi}, t_{з\phi}$  – тривалість імпульсу керування, тривалості переднього та заднього фронту.

Розміри магнітопроводу визначаємо за формулою (3.5):

$$lS = \frac{2,5U_{кер}^2 t_i \mu_n}{\Delta B^2 R_n} = \frac{2,5E^2 n^2 t_i \mu_n}{\Delta B^2 R_n}, \quad (3.5)$$

де  $\Delta B = B_m - B_r$  – різниця максимальної та залишкової індукції для даного типу магнітного матеріалу;

$\mu_n$  – початкова магнітна проникність матеріалу;

$R_n$  – опір вхідного кола.

Число витків первинної обмотки трансформатора становить:

$$W_1 = 280 \sqrt{\frac{L_\mu l}{\mu_i S}}, \quad (3.6)$$

де  $\mu_1$  – імпульсна магнітна протикність матеріалу магнітопроводу;

$l$  – довжина середньої лінії магнітопроводу;

$S$  – площа поперечного перерізу магнітопроводу.

Число витків вторинної обмотки  $W_2 = W_1 n$ . Задаючись числом імпульсів від схеми керування протягом півперіоду напруги живлення  $m = 20 \dots 50$ , визначаємо дійсне значення струму в первинній і вторинній обмотках за формулою (3.7):

$$I_1 = \frac{t_i m I_K}{T}; \quad I_2 = \frac{t_i m I_{кер}}{T}. \quad (3.7)$$

Вхідні параметри транзисторного ключа VT3 є вихідними для наступного каскаду – схеми порівняння на транзисторі VT2. Опір резистора зв'язку R11 визначається через ступінь насичення транзистора VT3 за формулою (3.8):

$$R_{11} \leq \frac{E_K}{1,25 I_{6VT3} \cdot \beta}. \quad (3.8)$$

Ємність розділювального конденсатора (мкФ) визначаємо з умови мінімальних фазових зсувів згідно рівняння (3.9):

$$C_4 = \frac{10^7}{2\pi f R_{11}}. \quad (3.9)$$

Величину резистора R6 визначаємо з умови допустимої нестабільності періоду проходження імпульсів  $T$  згідно рівняння (3.10):

$$R_6 = \frac{\Delta T}{T} \cdot \frac{E_K}{I_{K0 max}}, \quad (3.10)$$

де  $I_{K0max}$  – приріст теплового струму.

Враховуючи, що  $U_{Cmax} \approx E_K$  та  $I_{K0} \approx 0$  знаходимо ємність  $C_2$ :

$$C_2 = \frac{1}{1,4fR_6}. \quad (3.11)$$

Індуктивність намагнічування імпульсного трансформатора можна знайти через постійні часу  $\tau_L$  і  $\tau_C$ , врахувавши, що  $\tau_L \gg \tau_C$ :

$$L_\mu = R_{11}R_6C_2e^{\frac{t_i}{R_6C_2}}, \quad (3.12)$$

де  $t_i = \frac{\tau_L\tau_C}{\tau_L + \tau_C}e^{\frac{\tau_L}{\tau_C}}$  – тривалість імпульсу.

Величину резистора кола термокомпенсації  $R_7$  вибирають з умови  $R_7 \gg R_6$  і зазвичай приймають на рівні 1...2 кОм. Ємність конденсатора  $C_3$  визначаємо з умови максимального шунтування опору  $R_7$  при формуванні імпульсу. При цьому конденсатор  $C_3$  повинен встигнути розрядитися за час паузи, а величина його ємності становить  $C_3 \leq 0,2\frac{T}{R_7}$ .

Опір резистора  $R_8$  вибираю в межах  $R_8 = (5...15)R_{ex3E}$ , де  $R_{ex3E}$  – вхідний опір транзистора VT2, ввімкненого за традиційною схемою зі спільним емітером.

Опір резистора  $R_{10}$  визначається з рівняння (3.13):

$$R_{10} = \frac{R_8 \left[ \frac{\beta_{min}}{1 + \beta_{min}} (E_K - U_{BE0max}) - R_7 I_{K0max} \right]}{(R_7 + R_8) I_{K0min} - \left( \frac{\beta_{min}}{1 + \beta_{min}} \right) (R_8 I_{K0min} - U_{BE0min})}, \quad (3.13)$$

де  $U_{BE0max} \approx U_{BE0} + 0,0022 \cdot (20 - T_{Pmin})$ ;

$$U_{BE0\ min} \approx U_{BE0} - 0,0022 \cdot (T_{II\ max} - 20);$$

$U_{BE0}$  – базова напруга зміщення, що знаходиться з вхідної характеристики транзистора VT2;

$T_{II\ min}, T_{II\ max}$  – мінімальна і максимальна температури переходів транзистора, °C;

$\beta_{min}, I_{K0\ min}$  – коефіцієнт підсилення та тепловий струм транзистора при мінімальній температурі.

Діоди VD1 і VD2 для підвищення температурної стабільності схеми необхідно вибирати кремнієві.

Генератор пилкоподібної напруги розраховуємо на основі тривалості пилкоподібного імпульсу  $T_{II}$ , максимальної амплітуди пилкоподібного імпульсу  $U_{n\ max}$ , що визначається з виразу (3.2) та заданого коефіцієнта нелінійності ( $\delta_{зад} = 10\ %$ ). При вимкненому тиристорі VS1 конденсатор C1 заряджається до максимальної напруги згідно рівняння (3.14):

$$U_{II0} = U_{II}(t=0) = E_K \frac{R_4}{R_4 + R_5}. \quad (3.14)$$

Струм заряду конденсатора:

$$I_0 = E_K \frac{e^{\frac{-t}{\tau_{зар}}}}{R_4 + R_5}, \quad (3.15)$$

де  $\tau = C_1 \cdot (R_4 + R_5)$  – постійна часу, с.

Максимальна пилкоподібна напруга при  $t = T_{II}$  згідно рівняння (3.16) дорівнює:

$$U_{II\ max} = E_K \left[ 1 - \frac{R_5}{R_4 + R_5} e^{\frac{-T_{II}}{\tau_{зар}}} \right]. \quad (3.16)$$

Для оптимальної роботи схеми порівняння мусить виконуватись умова  $R_5/(R_4 + R_5) = 0,25$ . Звідси величина постійної часу кола заряду дорівнює:

$$\tau_{зар} = \frac{T_{II}}{\ln\left(\frac{0,25E_K}{E_K - U_{II\max}}\right)}. \quad (3.17)$$

Опір резистора  $R_3$  вибираємо з умови мінімального розряду конденсатора  $C_1$  і закриття тиристора після зняття синхронізованого імпульсу визначається з рівняння (3.18):

$$R_3 \leq \frac{E_K - I_{вмк}(R_4 + R_5)}{I_{VS1}}. \quad (3.18)$$

Тиристор  $VS_1$  вибираємо за максимально допустимим імпульсним анодним струмом.

### 3.2 Схемотехніка тиристорних регуляторів напруги

На практиці часто виникає необхідність регулювання споживаної потужності електричними приладами. Для цього як відомо застосовують схеми з симісторними або тиристорними регуляторами. Типові схеми та різновиди тиристорних регуляторів дуже докладно описані в літературі. З урахуванням того, що схеми досить прості, надійні і не містять дефіцитних компонентів, вони досі не втратили свою актуальність. Елементна база не використовує імпортованих компонентів [6, 7].

Електрична схема розроблюваного регулятора потужності показана на рисунку 3.1. Основним елементом у цій схемі є тиристор КУ202Н. Транзистори Т1-Т2 (КТ315 і КТ361) складають аналог одноперехідного транзистора. Коли напруга на конденсаторі  $C_1$  дорівнюватиме напрузі в точці з'єднання резисторів  $R_3$  і  $R_4$ , тоді транзистори відкриються і подадуть сигнал

на керуючий електрод тиристора, при цьому конденсатор С1 розряджається, а тиристор відкривається до наступного напівперіоду.

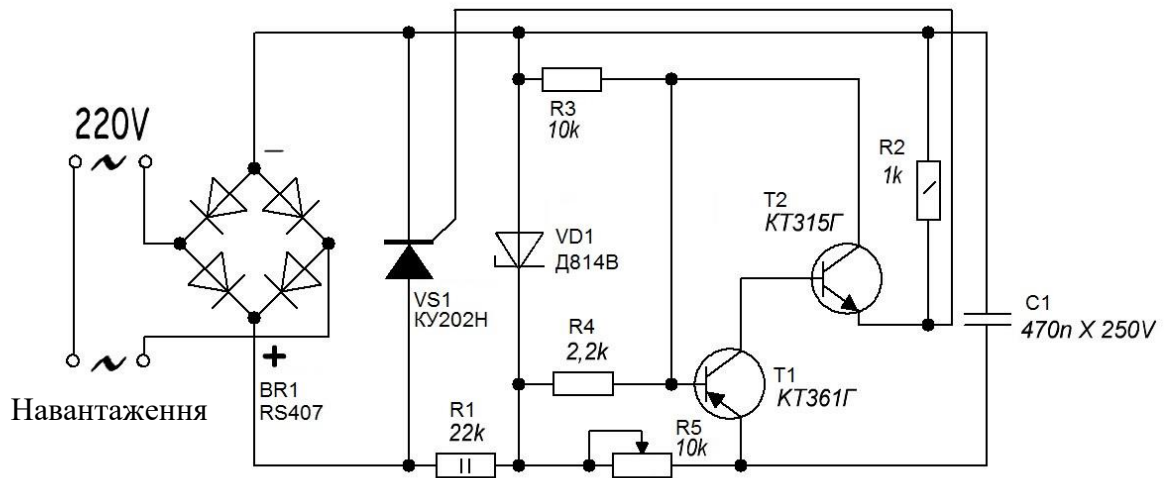


Рисунок 3.1 – Електрична схема регулятора потужності

Тривалість подачі імпульсу і його момент подачі залежить від співвідношення параметрів кола з резистором R5 та конденсатором С1. Від цього залежатиме форма вихідної напруги, яка визначатиме електричну потужність на виході. Потужність цього регулятора обмежена діодним мостом і тиристором. У нашому випадку слабка ланка це діодний міст RS407 (1000В; 4А), що дасть можливість регулювати потужність лише до 900 Вт, що для побутових потреб більш ніж достатньо. Якщо потрібно отримати на виході більшу потужність, то регулятори потужності необхідно забезпечувати потужнішими тиристорами і діодними мостами, встановленими на радіатори достатньої площі [9].

Кремнієвий тиристор, а також діодний міст бажано встановлювати на невеликий радіатор. Резистор R1 необхідно вибрати за потужністю на рівні 2 Вт. Стабілітрон Д814В можна замінити будь-яким іншим з напругою стабілізації 10...15 В.

З недоліків цього регулятора можна відзначити, що в ньому спостерігається нагрів діодів і тиристора, а також резистора R1. Такий

тиристорний регулятор добре працює на резистивне навантаження (світлодіодні стрічки змінного струму, нагрівальні прилади тощо). У випадку під'єднання індуктивного навантаження, такого як електроінструмент стабільність регулювання дещо знижується. Для таких цілей раціонально використовувати дещо інші схеми.

### **3.3 Драйвери електронних ключів регуляторів напруги**

Система керування силовими ключами часто не в змозі забезпечити всіх вимоги до форм керуючих імпульсів. Тому випускаються готові спеціальні пристрої – драйвери, які є вихідними каскадами системи керування перетворювачем чи регулятором і призначені для її узгодження з силовими ключами. На їх вхід можна подавати логічні ТТЛ- або КМОН-сигнали.

Функції драйверів:

- формування імпульсів керування ключами потрібної форми та потужності виходячи з отриманого від системи керування логічного сигналу;
- керування швидкістю перемикання ключів для зменшення перенапруг в силовій схемі шляхом стабілізації похідних напруги та струму за допомогою зворотніх зв'язків;
- гальванічна розв'язка кіл керування та затвору (бази) для підвищення стійкості до зовнішніх електромагнітних перешкод і реалізація мертвого часу;
- захисти від перевищення струму колектора (стоку), короткого замикання, перенапруг на колекторі (стоці).

Класифікують драйвери за такими ознаками.

1. Типом керованого драйвером ключа (модуля):

- одиночний ключ;
- стійка (фаза, напівміст);
- міст (однофазний або трифазний);

2. Способом передачі вхідного і вихідного керуючого сигналу:

- без гальванічної розв'язки;

- з трансформаторною розв'язкою;
- з оптронною розв'язкою.

### 3. Конструктивним виконанням:

- в одному корпусі з силовим ключем (модулем);
- у вигляді окремої інтегральної схеми.

До складу драйверів (рис. 3.2) можуть входити:

- вузол гальванічної розв'язки ВГР, який приймає логічний сигнал від системи керування або контролера;
- вузол узгодження ВУ, призначений для перетворення логічного сигналу на сигнал необхідного рівня та потужності (підсилювач);
- формувач імпульсів керування ФІК, який остаточно формує сигнал керування та подає його до затвора ключа;
- імпульсний блок живлення БЖ вузлів драйвера.

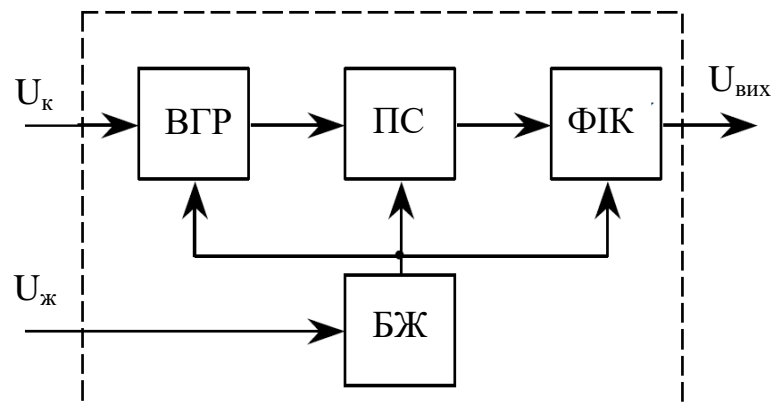


Рисунок 3.2 – Структурна схема драйвера

Приклади схем формувачів імпульсів керування для IGBT-транзисторів наведені на рисунку 3.3. Поки в схемі на рисунку 3.3, а на вході присутній нульовий потенціал, транзистор VT1 закритий, а силовий ключ замкнено через відкритий транзистор VT2 від'ємним потенціалом від джерела  $-E$ . Після надходження на вхід схеми логічної одиниці замість VT2 відкривається VT1, який подає на затвор позитивний потенціал від джерела  $+E$  [5, 9].

У розглянутій схемі форма й потужність керуючого імпульсу

передається від ФІК до затвору ключа роздільно. Крім того, є потенційний зв'язок між джерелами живлення і силовим колом. Це не дає можливості використовувати загальні джерела для драйверів верхніх і нижніх ключів моста, керуючі входи яких не мають спільної точки. Тому на виході ФІК вмикають імпульсний трансформатор (рис. 3.3, б). Після відкриття транзистора VT1 конденсатор заряджається від джерела живлення через первинну обмотку трансформатора і на затвор ключа з вторинної обмотки надходить позитивний потенціал. Коли стани транзисторів змінюються на протилежні, конденсатор розряджається через відкритий VT2, а ключ отримує від'ємний імпульс, який сприяє його закриттю.

Використання імпульсного трансформатора зумовило необхідність широтної модуляції вхідного логічного сигналу високочастотної несучої. До складу ФІК IGBT-транзисторів можуть також входити пристрої, які контролюють напругу «колектор емітер». Розміщують драйвери якнайближче до ключа, щоб мінімізувати паразитну індуктивність між вихідним каскадом драйвера і затвором ключа, яка зменшує швидкість перемикавання.

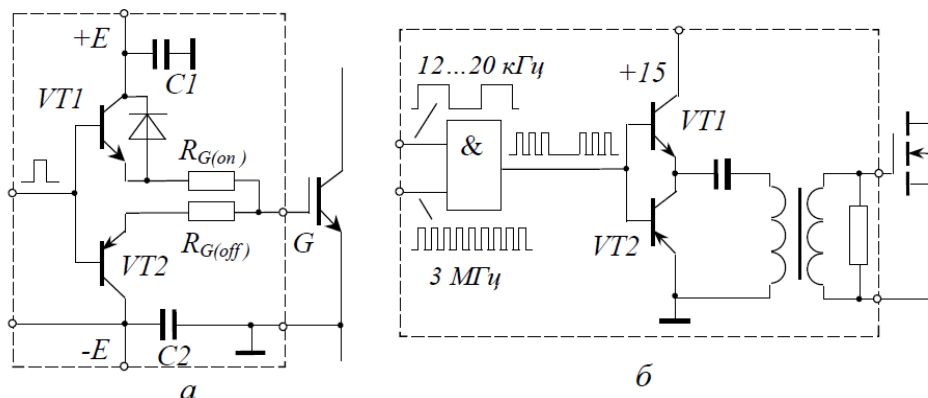


Рисунок 3.3 – Вихідні вузли драйверів транзисторів

Формувачі імпульсів керування для тиристорів мають певну специфіку внаслідок особливих вимог до форми імпульсу керування. Для малопотужних тиристорів такі ФІК виготовляються у вигляді силових інтегральних мікросхем, для потужних – на базі дискретних елементів. Як правило, вони мають потенційну розв'язку із силовим колом.

## РОЗДІЛ 4

### СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

#### 4.1 Математична модель тиристорного регулятора потужності

Математичну модель однофазного тиристорного регулятора потужності продемонструємо з використанням символьного пакету MATLAB / SIMULINK. Для моделювання використаємо схему з двома паралельно ввімкненими тиристорами згідно розділу 2 та рисунка 2.8, г.

Змодельована схема для живлення і регулювання потужності на активному навантаженні матиме вигляд на рисунку 4.1. Для побудови алгоритму створимо модель за допомогою компонента SIMULINK. Для цього переходимо до блоку вимірювання напруги та встановимо величину напруги, наприклад, 100 В з промисловою частотою 50 Гц.

Далі переходимо до блоку тиристорного затвора генератора імпульсів і встановимо кут відкриття  $30^\circ$  та  $60^\circ$ . Задаючись довільними кутами від 0 до 180 градусів можна розрахувати напруги та потужність на навантаженні і побудувати регульовальну характеристику, що зображена на рисунку 2.16 (крива  $U_{m1}$ ). Переходимо до блоку резистивного навантаження і введемо значення  $R = 10$  Ом. Запускаємо програму, натиснувши стрілку у верхньому вікні, тобто кнопку запуску.

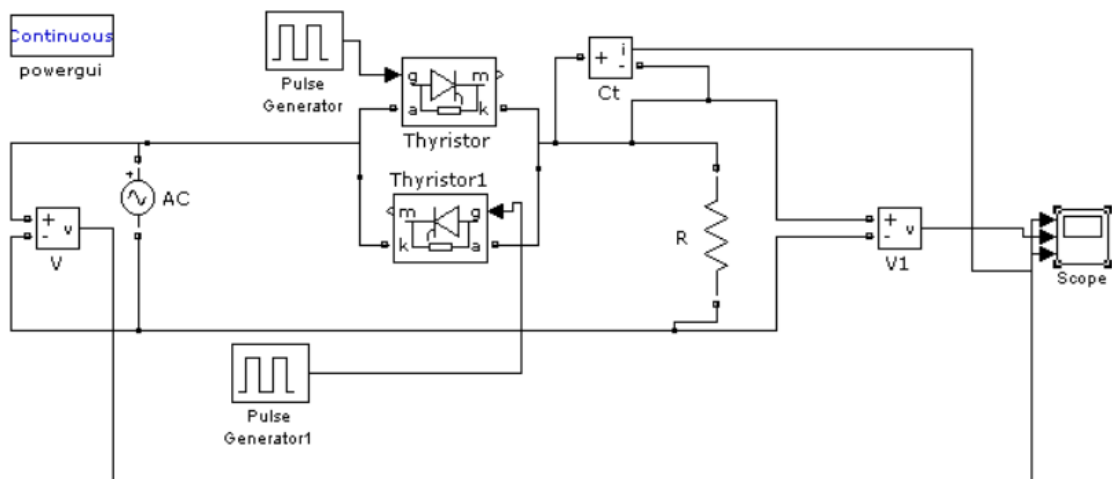


Рисунок 4.1 – Модель регулятора при роботі на активне навантаження

Форми вихідного сигналу при різних кутах керування матимуть вигляд на рисунках 4.2, 4.3.

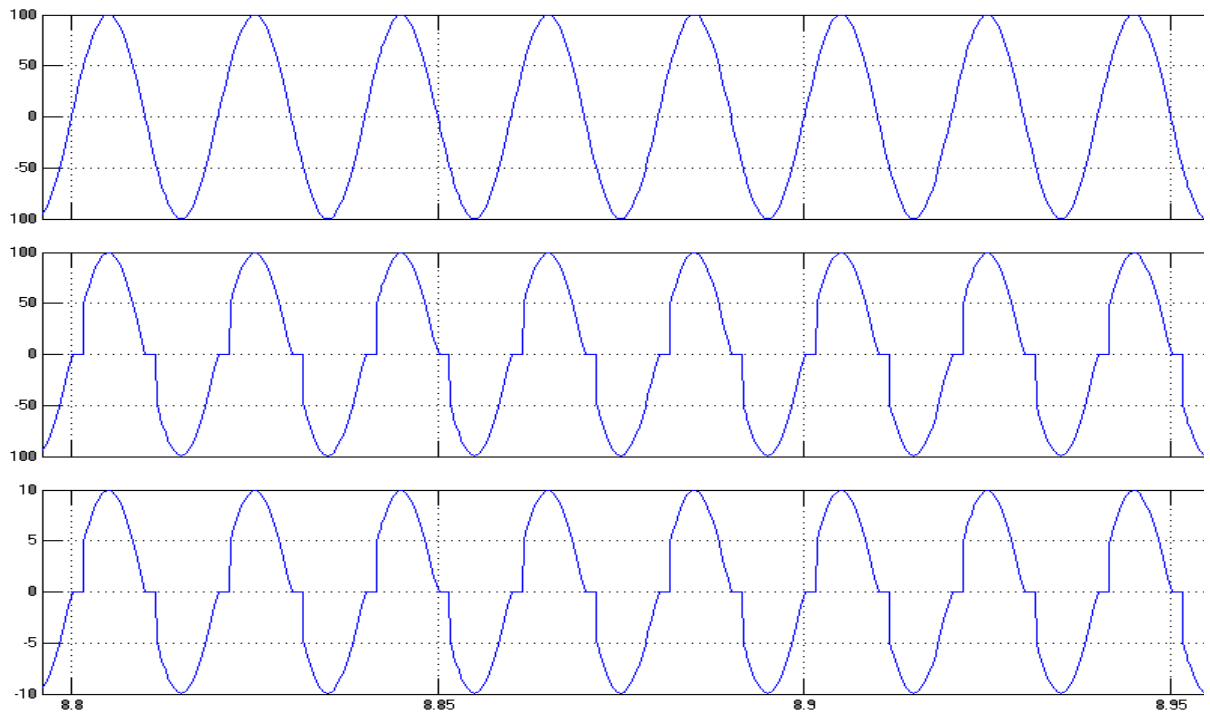


Рисунок 4.2 – Осцилограми вхідної напруги, напруги та струму на навантаженні при куті керування  $30^\circ$

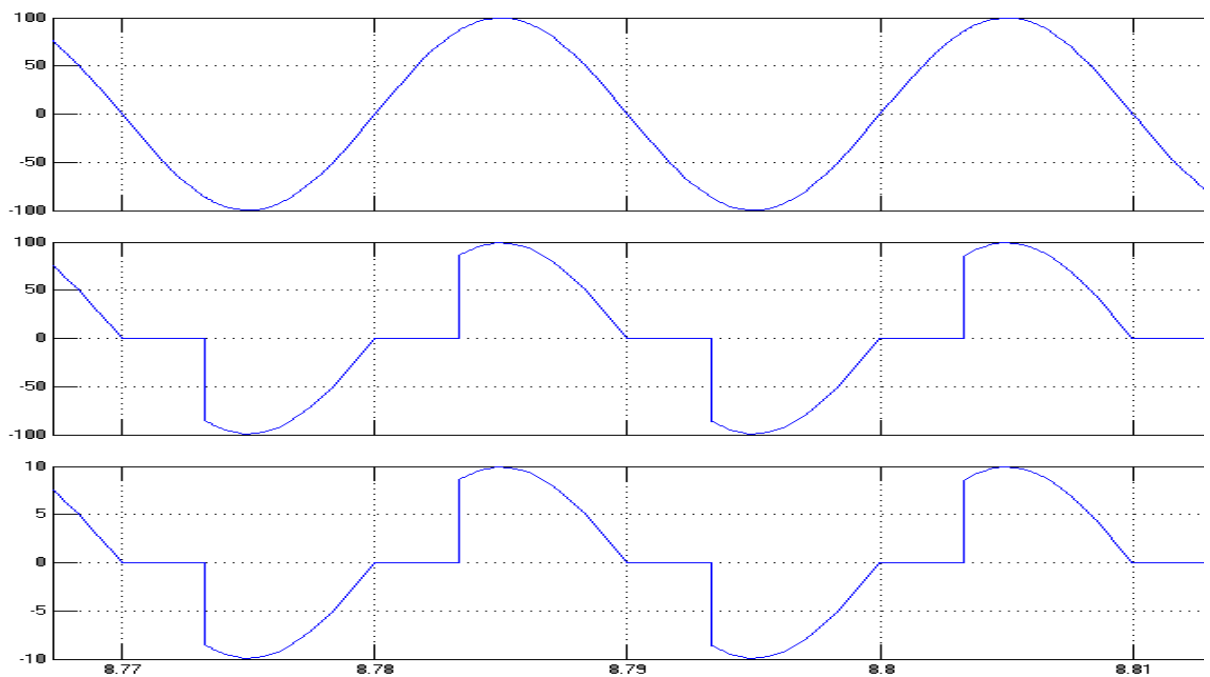


Рисунок 4.3 – Осцилограми вхідної напруги, напруги та струму на навантаженні при куті керування  $60^\circ$

Згідно осцилограм рисунка 4.2 та формули (2.4) потужність на навантаженні для кута  $30^\circ$  складає  $P_{н\ 30} = I_n \cdot U_{н.д.} = 10 \cdot 100 \cdot 0,58 = 580$  Вт, а для кута  $60^\circ$   $P_{н\ 60} = I_n \cdot U_{н.д.} = 10 \cdot 100 \cdot 0,53 = 530$  Вт.

На рисунку 4.4 показано змодельовану схему для живлення і регулювання потужності при активно-індуктивному навантаженні. Опір навантаження приймемо на рівні 10 Ом, а індуктивність на рівні 1 мГн. На рисунках 4.5, 4.6 показано осцилограми при R-L навантаженні.

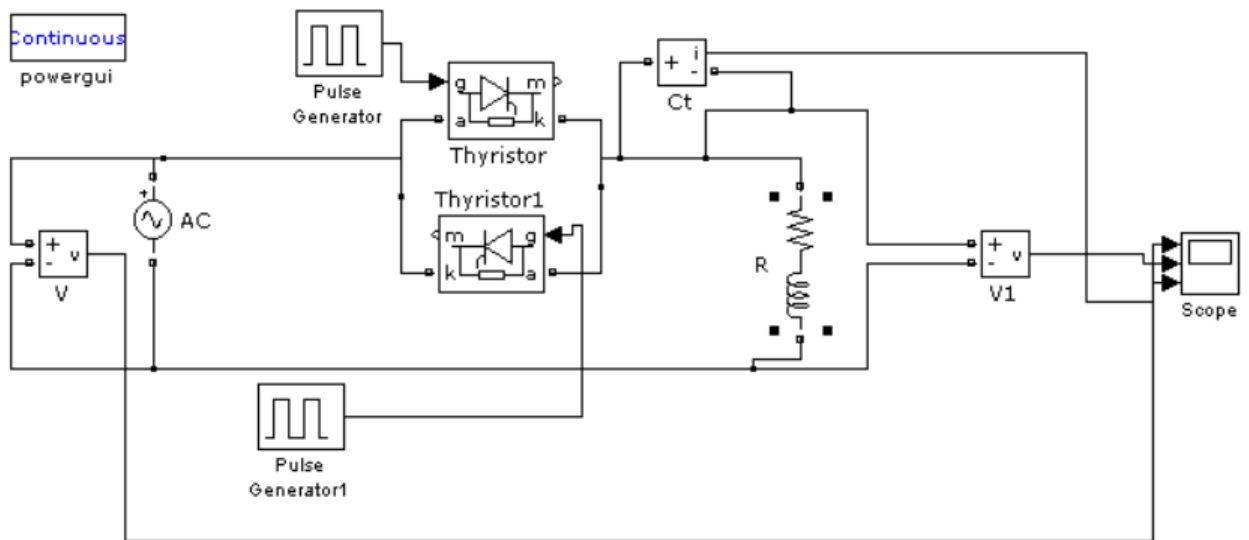


Рисунок 4.4 – Модель регулятора при роботі на R-L навантаження

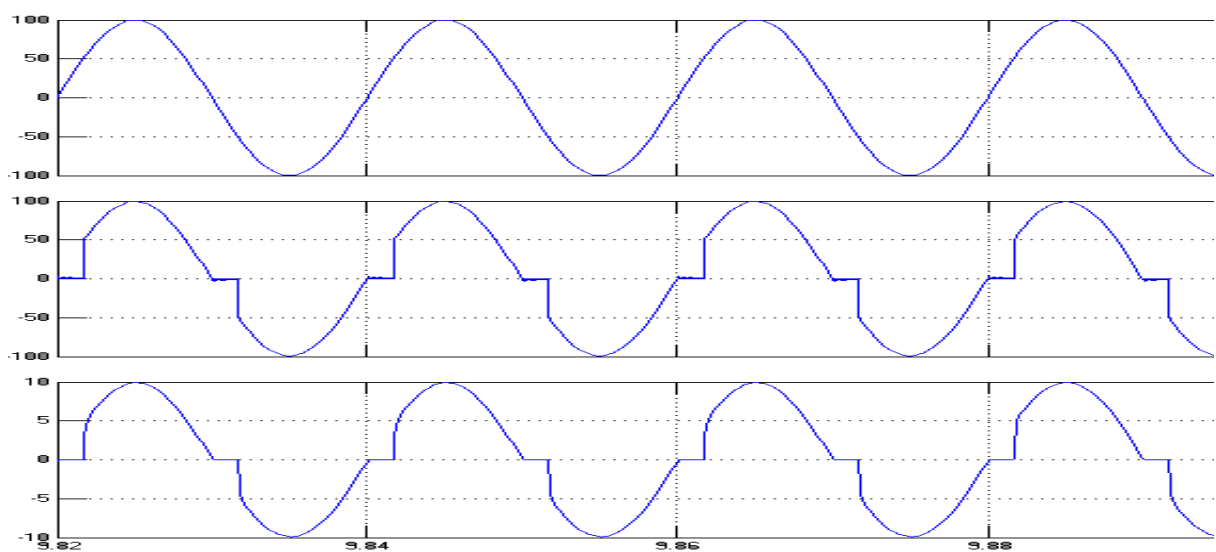


Рисунок 4.5 – Осцилограми вхідної напруги, напруги та струму на навантаженні при куті керування  $30^\circ$

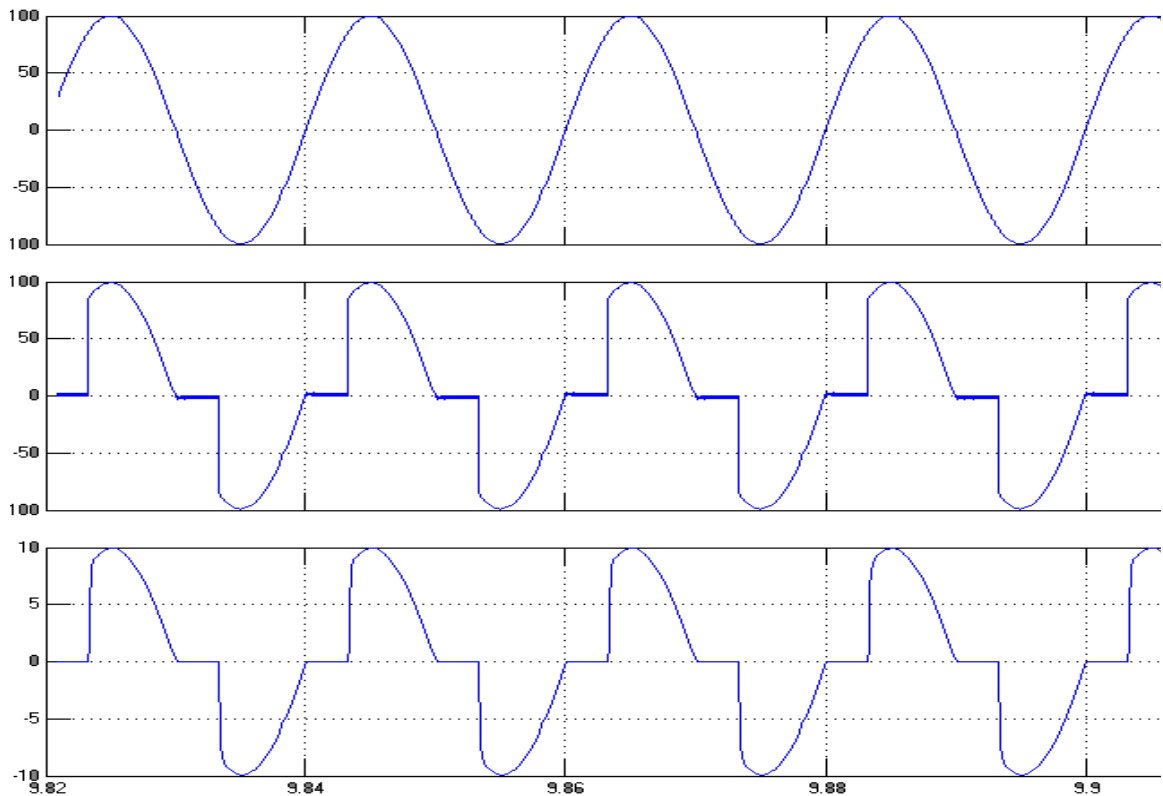


Рисунок 4.6 – Осцилограми вхідної напруги, напруги та струму на навантаженні при куті керування  $60^\circ$

Таким чином, створена модель однофазного регулятора потужності за допомогою MATLAB / SIMULINK дає змогу досліджувати його поведінку при різних кутах керування і здійснювати регулювання, що дасть змогу оптимізувати режими роботи з точки зору енергозбереження.

Для рисунка 4.4 змінимо параметри напруги джерела та навантаження.  $U = 220$  В,  $R = 80$  Ом,  $L = 190$  мГн, ( $X = 2\pi fL = 2 \cdot 3,14 \cdot 50$  Гц  $\cdot 190 \cdot 10^{-3} = 60$  Ом). Звідси  $Z = 100$  Ом, кут зсуву фаз  $\varphi_n = 37^\circ$ , кут керування змінний. Занесемо кут керування і відповідні йому моменти комутації в таблицю 4.1. На рисунку 4.7 показано струм та напруги на навантаженні та мережі.

Таблиця 4.1 – Ввімкнення тиристорів в різні моменти часу і з різними кутами керування та потужність на навантаженні

t, сек	0,002	0,0195	0,0375	0,056	0,073
$\alpha$ , ел.град.	$30^\circ$	$60^\circ$	$90^\circ$	$120^\circ$	$150^\circ$
P, Вт	372	325	220	115	25

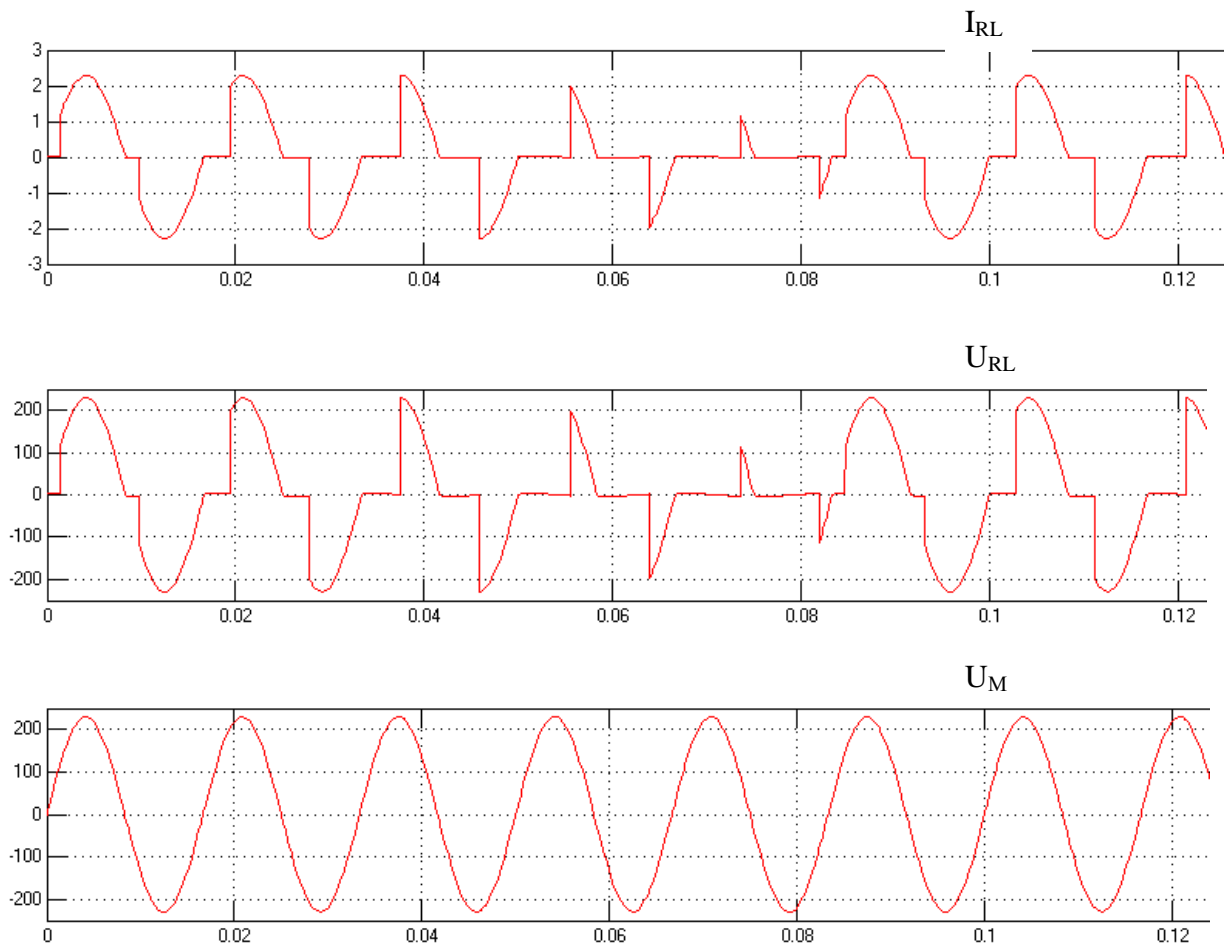


Рисунок 4.7 – Струм, напруга на навантаженні та напруга джерела

На рисунку 4.8 показано напруги та струми двох тиристорів. Як видно з цього рисунка напруги та струми мають пульсуючий характер.

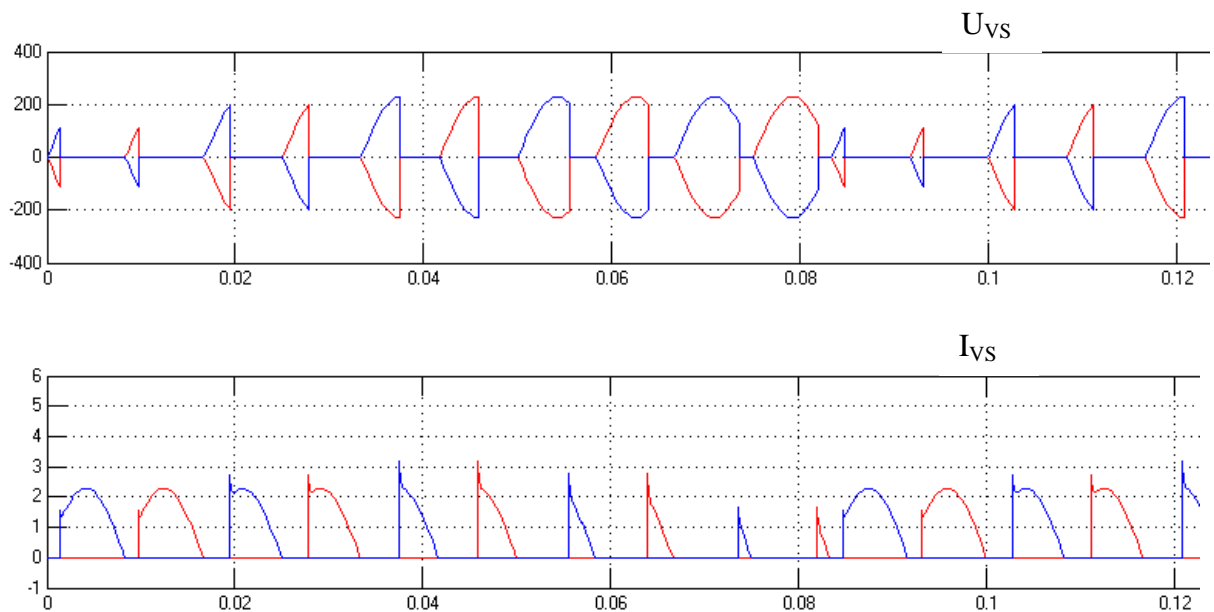


Рисунок 4.8 – Напруги та струми двох тиристорів в перехідному процесі

Аналіз таблиці 4.1 та рисунків 4.7, 4.8 дають змогу констатувати наявність принципу регулювання потужності тиристорного регулятора.

#### **4.2 Особливості конструктивного виконання та діагностика розробленого регулятора потужності**

На практиці імпульсні регулятори потужності характеризуються нерівномірним завантаженням вентилів у часі. Закони зміни цих навантажень різні для різних груп вентилів: для головних тиристорів навантаження збільшується пропорційно коефіцієнту заповнення, а для комутуючих вентилів є постійним. Тому раціональна конструкція імпульсних перетворювачів повинна базуватись на таких технічних рішеннях:

- використання групових охолоджувачів для вентилів з різними законами навантаження;
- застосування тиристорів зі зворотною провідністю в якості головних і комутуючих вентилів, що дає зменшити їх кількість в два рази.

«Технологія виготовлення регулятора на моноплиті (текстоліті) зводиться до обробки стандартного фольгованого текстоліту (обрізка, фрезерування монтажних поверхонь, сверління і нарізка отворів тощо.) Досвід показав, що електроізолювані тепловідводи повинні бути попередньо випробувані високою напругою. При експлуатації повинна бути забезпечена чистота поверхонь тепловідводів, так як забруднення їх може ініціювати поверхневий пробій. Діапазон регулювання вихідної потужності визначається процесами в комутуючому контурі і кутом керування тиристорів» [7].

Слід зазначити, що форма вихідної напруги не є чистою синусоїдою, що унеможлиблює його застосування для живлення пристроїв, що містять електродвигуни. «Неправильна» синусоїда призводить до появи підвищених гармонік та шумів обладнання. Тому регулятор доцільно використовувати для регулювання освітленням та нагрівальними елементами, що мають споживану електричну потужність до 1000 Вт.

На рисунку 4.9 показано загальний вигляд проектованої плати.

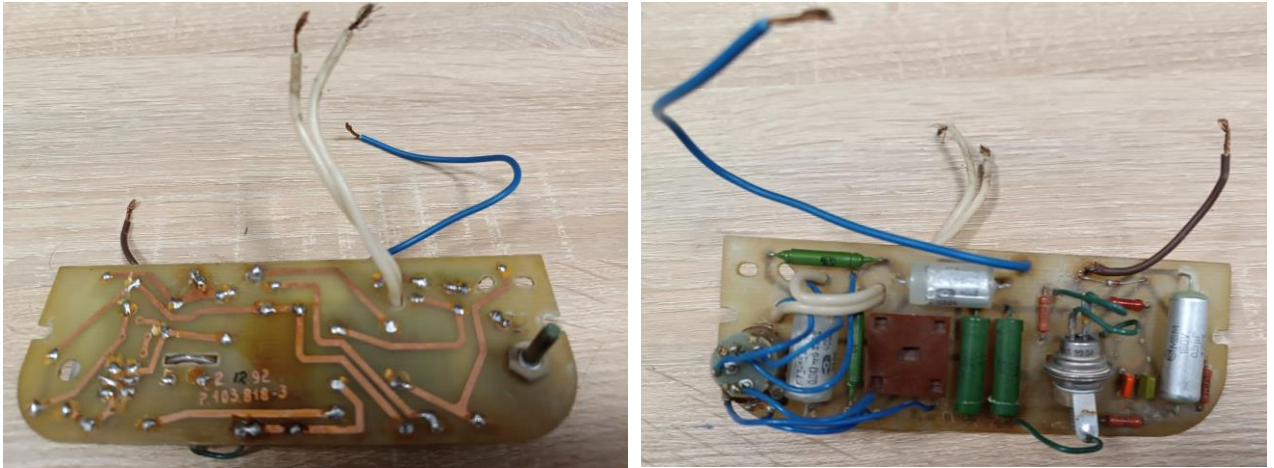


Рисунок 4.9 – Загальний вигляд проектованої плати

Згідно схеми рисунка 3.1 було розроблено тиристорний регулятор потужності, загальний вигляд якого показаний на рисунку 4.10. Плата поміщена в пластиковий корпус.

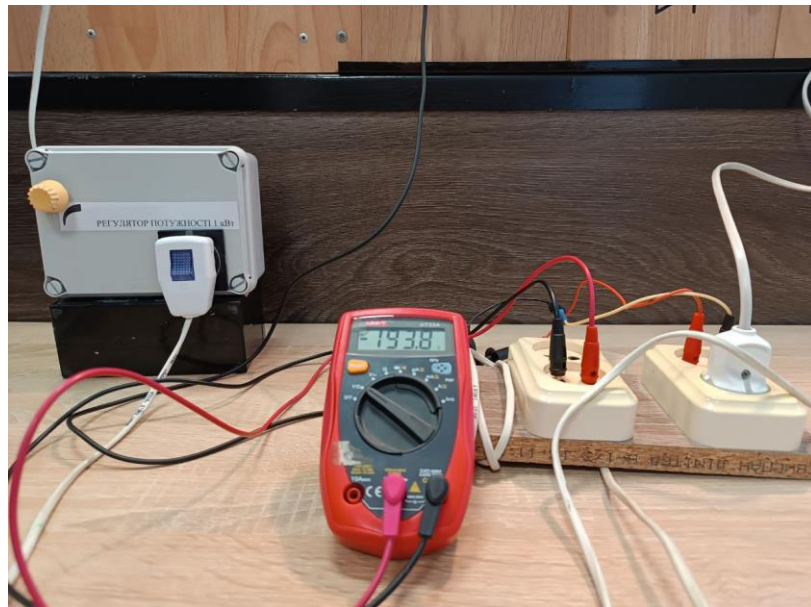
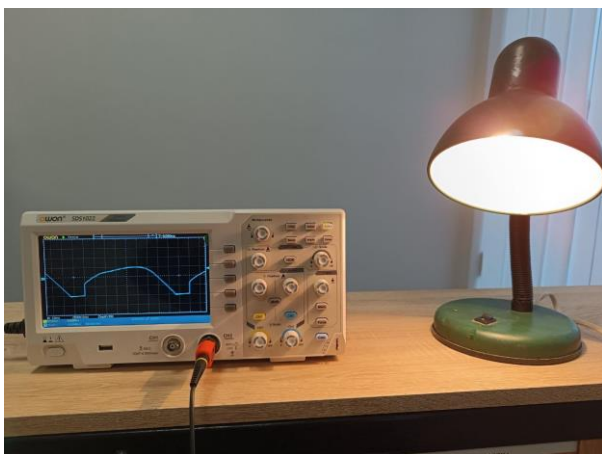
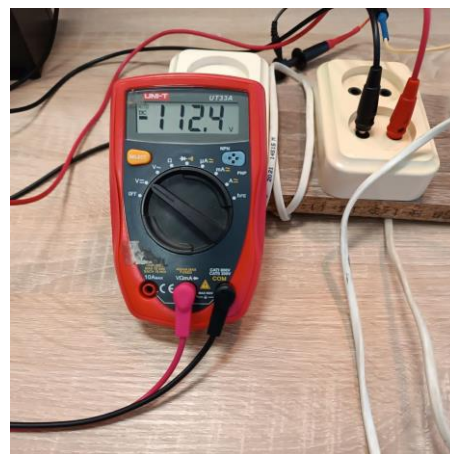


Рисунок 4.10 – Схема експериментальної установки

На рисунках 4.11...4.14 показано схему установки та осцилограми напруги на виході регулятора потужності з різними кутами керування.

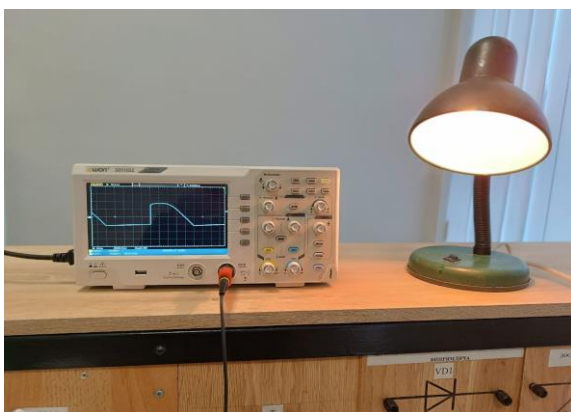


а)



б)

Рисунок 4.11 – Осцилограма (а) напруги та схема установки (б) для кута керування  $45^\circ$

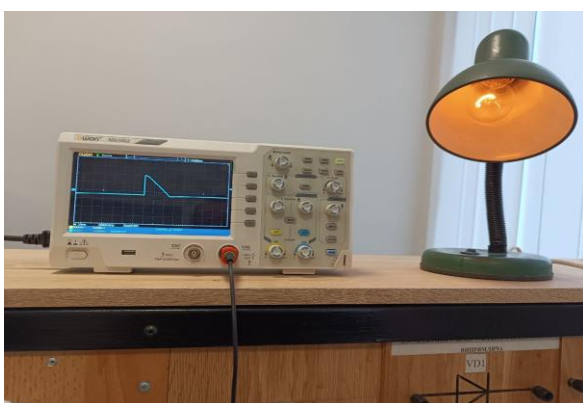


а)



б)

Рисунок 4.12 – Осцилограма напруги (а) схема установки (б) для кута керування  $90^\circ$



а)



б)

Рисунок 4.13 – Осцилограма напруги (а) схема установки (б) для кута керування  $135^\circ$

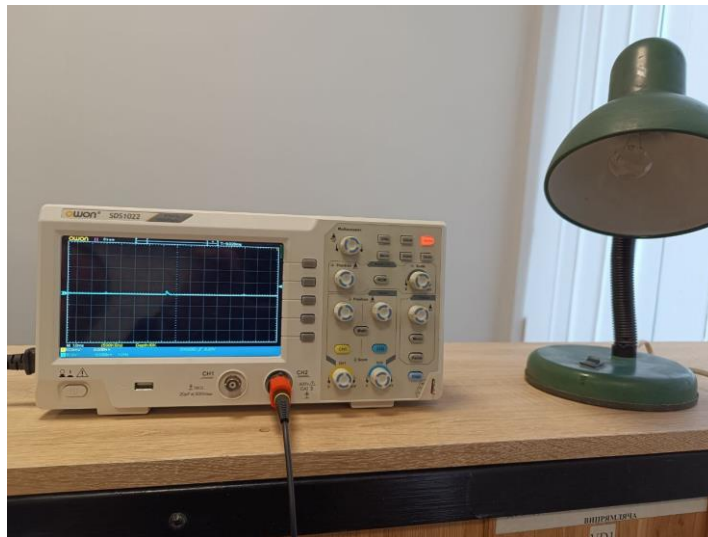


Рисунок 4.14 – Осцилограма напруги (а) схема установки (б)  
для кута керування  $173^\circ$

Узагальнимо результати вимірювань в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2 – Результати випробовувань тиристорного регулятора

Кут керування	$0^\circ$	$25^\circ$	$45^\circ$	$90^\circ$	$135^\circ$	$173^\circ$
Потужність, $P_{\text{вих}}$ , Вт	92,0	58,8	55,5	39,3	17,1	0,6
Напруга, $U_{\text{да}}$ , В	224	194	180	112	42	1,9
Струм, $I_{\text{да}}$ , А	0,43	0,27	0,26	0,22	0,15	0,03

Як видно з таблиці 4.1 запроєктований регулятор потужності повністю виконує свої функції та відтворює регульовальні властивості.

#### 4.4 Електромагнітна сумісність регуляторів потужності

Забезпечення електромагнітної сумісності потрібне для досягнення такого стану роботи, коли електротехнічні та електронні апарати, системи та установки будуть придатні до виконання функцій за призначенням при впливі завад, які створюють електротехнічні вироби та природні явища. Будь-які електричні та електронні пристрої здатні створювати електромагнітні завади і мають бути запроєктовані таким чином, щоб створювані ними електромагнітні

завади не перевищували рівня, що забезпечує функціонування електричного обладнання відповідно до їхнього призначення, а проєктовані пристрої мали достатній рівень власної стійкості до електромагнітних завад, що забезпечуватиме їхнє функціонування відповідно до призначення.

Електромагнітна сумісність перетворювачів постійного і змінного струмів паралельно з джерелами живлення та іншими електротехнічними пристроями відіграє важливу роль при нормальному сумісному функціонуванні електроустаткування.

Електромагнітні завади (ЕМЗ) є паразитним впливом електромагнітного, електричного та магнітного полів, а також струму та напруги будь-якого джерела, який може погіршити якість функціонування системи чи пристрою із-за спотворення параметрів корисного сигналу. ЕМЗ можуть бути просторовими (випромінювання електромагнітного поля) та кондуктивними (проникнення в апаратуру провідниковими каналами зв'язку та електроживлення), ймовірнісними та детермінованими.

Тиристорний регулятор складається з керуючої частини та електричного приводу. У схемах електричного приводу використовуються ключові елементи – тиристори і транзистори, які працюють в імпульсних режимах. Мікропроцесор є керуючою ланкою і додатково здійснює контроль, діагностику і захист кіл. Діапазон частот, в яких активні джерела завад, а саме елементи силової електроніки, схеми керування електродвигунами лежить в межах до 100 МГц.

Можлива поява електромагнітних завад провокується перенапругами, що виникають під час однофазних замикань, при комутації батарей конденсаторів і резонансних фільтрів, при одночасній комутації контактів вимикачів чи електронних ключів та іншої комутаційної апаратури. Сприйнятливність електронного та електричного обладнання до перенапруг залежить як від амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) електроприймача так і від АЧХ електромагнітних завад.

При низькій якості електричної енергії на практиці спостерігається

взаємний вплив відмов елементів радіоелектроніки у випадку негативного впливу нелінійних та несиметричних навантажень із-за компенсації за допомогою відповідних корегувальних пристроїв під час вимкнення того чи іншого пристрою. Виникнення помилкових спрацювань захистів із-за завад спричинює аварійний вихід з ладу регуляторів напруги. Збої в каналах передачі сигналів по силових колах за наявності гармонік призводять до подачі неправильних за формою і часом сигналів на керування комутаційною апаратурою.

Таким чином якість електричної енергії істотно впливає на надійність функціонування регуляторів. Забезпечення електромагнітної сумісності можливе за допомогою мінімізації вищих гармонік напруги та струму, що можуть генеруватись регуляторами в електричну мережу, придушенням високочастотних коливань напруги в мережі, компенсацією реактивної потужності, придушенням завад у каналах керування перетворювачами тощо.

Існує безліч заходів щодо забезпечення електромагнітної сумісності, які тією чи іншою мірою дають змогу досягти бажаного результату. До них належать: заземлення, екранування проводів, застосування лінійних дроселів, роздільних трансформаторів тощо.

Завадопоглинальні фільтри являють собою елементи для забезпечення загасання перешкод, що надходять по провідниках. Доцільне їх застосування допускає, що спектральні складові корисного сигналу і перешкоди досить відрізняються одна від одної. Це дає змогу при відповідних параметрів фільтра забезпечити селективне демпфування перешкоди за відсутності помітного спотворення корисного сигналу.

Мережеві фільтри, що зменшують завади, являють собою фільтри низьких частот, які вільно пропускають корисний сигнал (напругу мережі) і фільтрують високочастотні гармоніки. Їх застосування дає змогу захистити пристрій від перешкод, що надходять з мережі живлення та знизити рівень завад, що надходять з провідників живлення. Поздовжній елемент фільтра вибирається з урахуванням споживаного з мережі струму. Хоча зазвичай

значення повного опору джерела і приймача перешкод невідоме, часто можна прийняти опір з боку мережі малим, а з боку навантаження великим. На рисунку 4.15 наведено схему фільтра, що містить котушку індуктивності зі скомпенсованим магнітним полем. Електричний фільтр містить конденсатор  $C_X$  для демпфування симетричних напруг завади і два конденсатори  $C_Y$  для відведення асиметричних струмів завад. Параметри фільтра:  $C_X = 0,1$  мкФ,  $C_Y = 3$  нФ,  $L = 3,7$  мГн.

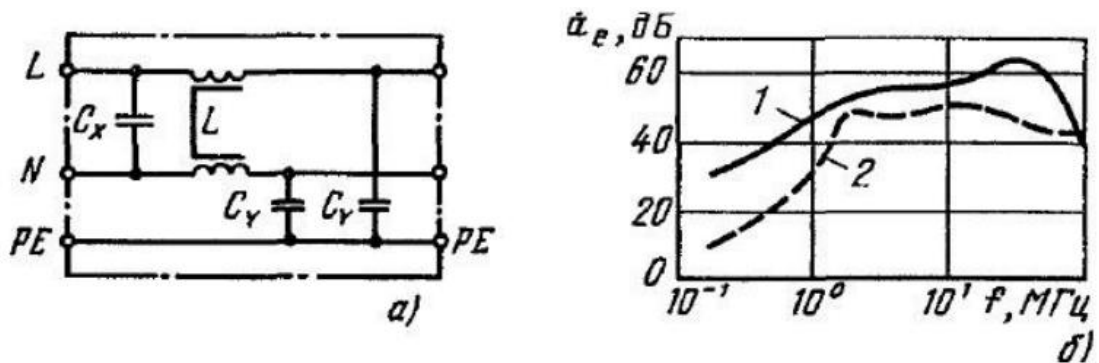


Рисунок 4.15 – Приклад фільтра на 250 В, 1 А: а – схема, б – частотна залежність  $\alpha_e$  (1 – асиметричні перешкоди; 2 – симетричні перешкоди)

Поряд із розглянутою схемою фільтра існує безліч інших схем і методів, які забезпечують електромагнітну сумісність. Комплекс цих заходів необхідний для правильного проектування системи електроживлення та вибору необхідної специфікації обладнання, здатної забезпечити електромагнітну сумісність (ЕМС), яка відповідає сучасним міжнародним стандартам.

## ВИСНОВКИ

1. На сьогодні в умовах тотальної економії енергоресурсів проектування нових регульованих джерел живлення, що базуються на ключових принципах трансформації електричних величин, знання специфіки їх роботи та елементної бази є досить актуальним та затребуваним в області перетворювальної техніки.

2. Обґрунтовано основні функції конверторів побудованих на ключових елементах (тиристрах, транзисторах та симісторах) в задачах забезпечення електроживлення різної побутової та промислової техніки, елементну базу, запропоновано сучасні методи та способи регулювання електричних величин. Показано на прикладах специфіку формування імпульсів на електронних ключах у перетворювачах, побудованих на одноопераційних тиристорах. Запропоновано різні схеми регуляторів змінної напруги, що є електронними ключами і дають змогу вмикати або вимикати навантаження в колі змінного струму або регулювати його потужність.

3. Проведено опис фізичних процесів у регуляторах, побудованих за різними технологіями. Для реалізації та побудови регулятора перетворювача було розраховано та вибрано його елементну базу та змонтовано плату побудовану на випрямному мості, тиристорному ключі та RC-елементах. Змодельовано процеси в тиристорному регуляторі, обґрунтовано відповідність осцилограм для різних кутів керування теоретичним положенням

4. Запроектовано регулятор потужності номіналом до 1000Вт на тиристорі, що призначений для зміни вихідної напруги в діапазоні від 1,9 В до 224 В. Пристрій можна використовувати як регульований блок живлення змінної напруги для активного навантаження. Запроектований регулятор потужності повністю виконує свої функції та відтворює регульовальні властивості.

**ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Boylestad R., Nashelsky L. Electronic devices and circuit theory. Prentice Hall. New Jersey. 2023, 934 p.
2. Electronics. URL: <https://electronics.com> (дата звернення 01.10.2025 р.).
3. Electronics tutorials. URL: [https://www.Electronics-tutorials.ws/power/switch mode – power-supply.html](https://www.Electronics-tutorials.ws/power/switch-mode-power-supply.html) (дата звернення 06.10.2025 р.).
4. Power Electronics AC Voltage Controllers. URL: <https://www.rmkcet.ac.in> (дата звернення 27.10.2025 р.).
5. PowerElectronics. URL: <https://www.rmkcet.ac.in/eee/Notes/PowerElectronics> (дата звернення 15.11.2025 р.).
6. Pow-3-pa-thyristor-power-regulators. URL: [https://libratherm.com/uploads/2022/09/POW-3-PA-THYRISTOR-POWER REGULATORS.pdf](https://libratherm.com/uploads/2022/09/POW-3-PA-THYRISTOR-POWER-REGULATORS.pdf) (дата звернення 11.10.2025 р.).
7. Regulyator-napryazheniya. URL: <https://fokon.net/about/stati/regulyator-napryazheniya>. (дата звернення 11.09.2025 р.).
8. Single-Phase-Thyristor-Power-Switch-POW-1-ZC-compressed. URL: <https://www.libratherm.com/wp-content/uploads/2022/01/Single-Phase-Thyristor-Power-Switch-POW-1-ZC-compressed.pdf> (дата звернення 11.10.2025 р.).
9. Sosnina E., Sevostyanov A., Kryukov E. Thyristor Voltage Regulator Experimental Research. E3S Web of Conferences, 2020. P.55-63.
10. Voltage-regulators. URL: <https://ecstudiosystems.com/discover/textbooks/basic-electronics/power-sources/voltage-regulators> (дата звернення 03.10.2025 р.).
11. Котовський В. Й., Семікіна Т. В., Слободян Н. В., Немировський А. В., Клименко В. А. Основи електроніки: Лабораторний практикум. Київ КПІ ім. Ігоря Сікорського. 2021, 84 с.
12. Лишук В. В., Скіріс А. І. Аналіз способів фазового регулювання напруги в перетворювальній техніці. Львів: Технічні вісті, випуск №61(62), 2025, с. 80-85.

13. Мосьпан Д. В., Фомовська О. В., Юрко О. О. Лабораторний практикум з електронних пристроїв: навчальний посібник. Кременчук. 2020, 106 с.

14. Островерхов М. Я., Сенько В. І., Чибеліс В. І. Імпульсні перетворювачі стабілізованої напруги. Монографія. Київ: Ліра-К. 2020, 242 с.

---

---

Львів, Україна

---

---



---

---

Lviv, Ukraine

---

---

**Українське інженерне товариство у Львові**  
Науково-дослідний інститут метрології, вимірювальних і управляючих систем

*Заснований у 1925 році*

**ТЕХНІЧНІ ВІСТІ**

**TECHNICAL NEWS**

**Науковий часопис**

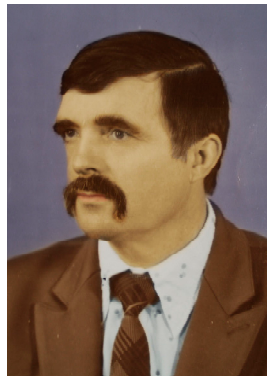
**2025/1(61), 2(62)**

**ISSN 1992-8149 (Print), 2412-5709 (On-line)**

## Перший український науково-технічний часопис



Василь СИМОНЕНКО  
08.01.1935 – 18.12.1963



Микола ХОЛОДНИЙ  
31.07.1939 – 31.12.2005

На сей рік припадає 90 літ з дня появи на світ Василя Симоненка й 20 літ одходу в засвіти Миколи Холодного майже однолітків геніальних українських поетів. Обидва вони, вихідці з простого люду, – це ті історичні постаті, яких Небо зіслало на Землю продовжити місію Тараса Шевченка – на сторожі коло нас поставити не тільки слово, але й запалити смолоскипи української національної свободи. На жаль, у горнилі сваволі московської окупації згоріли передчасно – як і Шевченкове – їхні стражденні життя.



Уклякнімо нині перед словами обох поетів, сказаних ними у важких 1960-х озвірілого наступу імперії Зла на нашу національну окремішність.

*Народ мій є! Народ мій звжди буде!  
Ніхто не перекреслить мій народ!  
Поцезнуть всі перевертні й приблуди,  
І орди завойовників заброд!*

(В. Симоненко)

*В багно звірми притоптана калина.  
Російська мова в душу нам плює.  
Та ще не вмерла мертва Україна,  
Народ в народі знову повстає!*

(М. Холодний)

Міжнародні бази даних:

1. Index Copernicus (IC)
2. Electronische Zeitschrift Bibliothek
3. Information Matrix for the Analysis of Journals
4. Open Academic Journals Index
5. Root Indexing
6. Academic Resource Index
7. Universal Impact Factor

## Зміст

<b>ВІЙНА</b> .....	3
АНАЛІТИКИ ПРО РОСІЙСЬКО-УКРАЇНСЬКУ ВІЙНУ .....	4
ЗАХИСНИКИ ВІТЧИЗНИ	
В. Чабан .....	4
<b>ЖИТТЯ ТОВАРИСТВА</b> .....	6
СЛОВО ГОЛОВНОГО РЕДАКТОРА .....	6
ВІТАННЯ .....	7
НАШІ ЮВІЛЯРИ .....	8
СУМНА СТОРІНКА .....	19
<b>Трибуна науковця</b> .....	21
ВСЕСВІТНІЙ ГРАВІТАЦІЙНИЙ ПОВЕРХНЕВИЙ НАТЯГ	
В. Чабан.....	21
НАПРУЖЕНІСТЬ ГАББЛА	
В. Чабан.....	25
КОСМОЛОГІЧНА ТЕМНА МАТЕРІЯ НАСПРАВДІ СВІТЛА	
В. Чабан.....	27
АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ У ШТАНГОВИХ ОБПРИСКУВАЧАХ	
І. Вікович .....	28
АПРОКСИМАЦІЙНІ ТА ІНТЕРПОЛЯЦІЙНІ МОДЕЛІ ІМПУЛЬСУ СТРУМУ БЛИСКАВКИ: ОГЛЯД І НОВІ ПІДХОДИ	
В. Левонюк .....	57
РОЗРОБКА АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛІЗУ ВЕБДАНИХ	
В. Дубук, Я. Ковівчак, Д. Тремба.....	60
СИСТЕМА КЛАСТЕРИЗАЦІЇ СЕРВЕРНИХ РЕСУРСІВ НА БАЗІ RASPBERRY PI ТА TERRAGRUNT	
А. Тимошук, В. Бондаренко, А. Миронюк, В. Киричук .....	62
СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ РЕСУРСІВ МЕРЕЖІ НА БАЗІ RASPBERRY PI	
Д. Будко, О. Боровик, С. Костючко.....	66
ІНТЕГРАЦІЯ КОМП'ЮТЕРНОГО ЗОРУ ТА АЛГОРИТМІВ ШТУЧНОГО ІНТЕЛЕКТУ В СИСТЕМАХ АВТОНОМНОГО КЕРУВАННЯ	
П. Сухецький, М. Поліщук.....	69
ІНТЕРНЕТ РЕЧЕЙ У РОЗУМНОМУ ТОЧНОМУ ЗЕМЛЕРОБСТВІ БЕЗ ҐРУНТУ: ПЕРСПЕКТИВИ ТА ВИКЛИКИ СТАЛОГО АГРОВИРОБНИЦТВА	
П. Ковальчук, М. Поліщук.....	72
ЗАПУСК MQTT-БРОКЕРА НА RASPBERRY PI: ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИЙ АНАЛІЗ	
Р. Цис, Б. Бельський Л. Конкевич, О. Міскевич.....	75
РЕАЛІЗАЦІЯ МЕРЕЖ ПУЛЬСОКСИМЕТРІВ ІОТ ДЛЯ МОНІТОРИНГУ СТАНУ ПАЦІЄНТІВ У РЕАЛЬНОМУ ЧАСІ	
В. Трофімов, М. Поліщук, Л. Поліщук.....	77
АНАЛІЗ СПОСОБІВ ФАЗОВОГО РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ В ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ	
В. Лишук, А.Скіріс.....	80
<b>Трибуна інженера</b> .....	86
ВЕРТОЛЬОТИ, ПАСАЖИРСЬКІ, ВАНТАЖНІ І В РОСІЙСЬКО-УКРАЇНСЬКІЙ ВІЙНІ	
І. Вікович.....	86
АК 1-3	
В. Чабан .....	99
ПРО ОБЕРТОВЕ МАГНЕТНЕ ПОЛЕ СТАТОРА ТРИФАЗНОЇ МАШИНИ СИНУСОЇДАЛЬНОГО СТРУМУ.	
Ю. Мочернюк.....	100
<b>Трибуна освіти</b> .....	101
ЙОВ КОНДЗЕЛЕВИЧ І ВОЛИНЬ	
М.Таран, В. Ричко .....	101
ГІМН УКРАЇНИ	
В. Чабан .....	102
<b>Сторінка пам'яті</b> .....	104
500 РОКІВ ПАМ'ЯТІ ПЕРШОДРУКАРА СВЯТОПОЛКА ФІОЛЯ	
В. Чабан .....	104

200 РОКІВ СЛАВИ МИХАЙЛА ВАЩЕНКА-ЗАХАРЧЕНКА В. Чабан .....	104
70 РОКІВ ПАМ'ЯТИ МИКОЛИ КРИЛОВА В. Чабан .....	105
250 РОКІВ ЗРУЙНУВАННЯ СІЧІ З. Чабан .....	106
80 РОКІВ ПАМ'ЯТИ СТЕФАНА БАНАХА В. Чабан .....	107
100 РОКІВ СЛАВИ РАФАЇЛА ЮХНОВСЬКОГО В. Чабан .....	108
ПІДКОРЮВАЧ ДВОХ СТИХІЙ ЛЕВКО МАЦІСВИЧ В. Чабан .....	109
120 РОКІВ ПАМ'ЯТИ МИКОЛИ БЕНАРДОСА В. Чабан .....	112
ЗУПИНИСЬ ПОДОРОЖНІЙ, І ЗАМИСЛИСЬ НАД СВОЇМ БУТТЯМ О. Івахів .....	113
<b>МИСТЕЦЬКА СТОРІНКА .....</b>	<b>117</b>
ДО 285-РІЧЧЯ ПАМ'ЯТИ ЙОВА КОНДЗЕЛЕВИЧА В. Чабан .....	117
ДО 200-РІЧЧЯ ПАМ'ЯТИ ВОЛОДИМИРА БОРОВИКОВСЬКОГО В. Чабан .....	119
ДО 130-РІЧЧЯ СЛАВИ НИКИФОРА ДРОВНЯКА В. Чабан. ....	121
ДО 400-РІЧЧЯ СЛАВИ МАРУСИ ЧУРАЙ В. Чабан. ....	122
УКРАЇНСЬКИЙ ГЕФЕСТ НАПЕРЕДОДНІ 70-РІЧЧЯ В. Чабан. ....	123
НАУКОВО-ХУДОЖНЯ НОВЕЛА В. Чабан. ....	124

# Аналіз способів фазового регулювання напруги в перетворювальній техніці

В.В. Лишук, к.т.н., доцент, А.І. Скіріс, магістр

Луцький національний технічний університет,  
кафедра електроніки та телекомунікацій, 43018, м. Луцьк, вул. Львівська, 75, e-mail:et@lntu.edu.ua

**Abstract.** Today, pulse-phase control systems (PPCS) have found wide application in the tasks of regulating electrical parameters of power electrical equipment. The construction of such control systems for power electronics elements is an urgent and at the same time complex task. Its complexity is shown on the example of thyristor rectifier and voltage regulator control systems.

The relevance of the study is due to the wide application of such systems in industry, in particular in electric drive control systems and regulated voltage systems for household appliances. Here it is necessary to take into account complex physical processes in electronic devices on the one hand and successfully design the PFC together with the power part.

The purpose of the work is to develop methods for constructing pulse-phase control systems for regulated voltage sources. The results obtained can be used to develop pulse-phase control systems in power electronics.

**Keywords:** circuit, rectifier, pulse-phase control system, thyristor, regulation.

## Постановка проблеми та аналіз останніх досліджень.

На сьогодні з усіх видів енергій найбільш широке застосування має електрична енергія. Її переваги полягають в тому, що вона легко трансформується в інші види енергії, а саме (механічну, теплову, світлову тощо). Її можна пересилати на великі відстані, розподіляти по приймачах, змінювати параметри (величину напруги, число фаз тощо).

Змінний синусоїдний струм знаходить широке застосування на виробництві, в сільському господарстві і промисловості. В загальному частка споживачів електричної енергії змінного струму є об'ємною і складає приблизно 2/3. Це зумовлено тим, що змінний трифазний струм дає змогу легко отримувати обертове магнітне поле, яке застосовується в приводних електродвигунах змінного струму. Також, якщо говорити про змінний струм, то така його форма і промислова частота дають змогу отримати найвищі значення ККД і оптимальні розміри електрообладнання [3].

Поряд зі змінним струмом широко використовується і постійний струм. Тут основними споживачами є обладнання для зарядки акумуляторних батарей, установки електролізу для отримання технічно чистих металів, установки цинкування металів, здатних до корозії, електроживлення кіл керування силовими схемами, і наймасовіше – це застосування двигунів постійного струму в промисловості і на електротранспорті [2].

Останнє зумовлено тим, що рух електро-транспорту та багато інших технологічних процесів вимагають регулювання швидкості обертання валу.

Розвиток напівпровідникової електроніки

призвів до створення керованих напівпровідникових пристроїв, які відрізняються від інших апаратів, наприклад електромагнітних, високою швидкістю, низькою споживаною потужністю та малими габаритами, чутливістю, надійністю, економічністю і широкими можливостями перетворення інформації. Застосування електронних ключів, зокрема тиристорів в однофазних чи трифазних схемах випрямлення, а також інших пристроях (тиристорні регулятори напруги) є дуже ефективним в схемах комутації, регулювання і трансформації напруги.

Основними елементами керованих випрямлячів є однофазні або трифазні трансформатори, керовані випрямлячі побудовані на тиристорах за різними схемами, системи формування імпульсів, підсилювачі, фільтри, навантаження тощо.

Часто на практиці виникає необхідність не тільки випрямляти змінну напругу, але й її регулювати або стабілізувати.

Електроприймачі постійного струму потребують джерел живлення з різними параметрами, характеристиками і властивостями. Деякі споживачі, не вимагають регульованої напруги, але ця напруга визначається зовнішньою характеристикою випрямляльного пристрою. Такі джерела електроенергії характеризуються певним розкидом величини напруги, що викликано різницею напруг холостого ходу і на навантаженні при можливих коливаннях вхідної синусоїдної напруги [3].

Основними областями застосування керованих тиристорних систем є:

- безконтактний захист і керування електротехнічними пристроями, зокрема й побутовими електричними машинами;
- системи регулювання частоти обертання і забезпечення оптимальних режимів електричних машин малої потужності шляхом регулювання напруги;
- системи регулювання температури і сили світла, зарядні пристрої тощо.

В основному сьогодні застосовується імпульсно-фазовий метод керування відкриттям тиристорів. На керований електрод кожного тиристора періодично з частотою живлячої напруги подаються електричні імпульси, внаслідок чого тиристори примусово відкриваються. Внаслідок зсуву подачі імпульсу за фазою відносно анодної напруги досягається регулювання вихідної напруги [2].

Випрямлену напругу можна регулювати декількома способами:

1. Регулювання на стороні постійного струму в малопотужних пристроях:

- за допомогою потенціометрів. Зрозуміло, що це не автоматичне регулювання, але й при цьому спостерігаються значні втрати потужності і відповідно низький ККД випрямляча.

– за допомогою спеціальних електронних перетворювачів постійної напруги.

2. Регулювання на стороні змінної напруги:

– перемикання відпайок живлячого трансформатора або використання автотрансформаторів;

– застосування тиристорних перетворювачів змінної напруги;

– використання у випрямлячах керованих вентилів;

– широтно-імпульсне регулювання на стороні постійного струму.

Найбільш перспективним на сьогодні щодо надійності, швидкодії та універсальності є використання керованих випрямлячів. Подаючи імпульси керування з деякою затримкою щодо моментів природного ввімкнення, що визначаються кутом управління  $\alpha$ , можна регулювати значення напруги.

На даний час найбільшого поширення набули керовані випрямлячі з фазовим методом регулювання вихідної напруги.

Будь-яка із схем випрямлячів може працювати в режимі керованого випрямляча, якщо замінити діоди на тиристори, момент ввімкнення яких забезпечується СІФК. Її необхідно проектувати або вибирати, зважаючи на діапазон та плавність регулювання, коефіцієнт потужності та ККД [5].

#### Виклад основного матеріалу дослідження.

Фазовий спосіб зміни напруги на навантаженні заснований на керуванні моментом відкриття тиристорів, включених послідовно між джерелом змінної напруги і навантаженням. Як приклад фазового способу регулювання напруги розглянемо роботу однофазного керованого тиристора, що живить активно-індуктивне навантаження (рис. 1).

У цій схемі приведені:  $U_M$  – змінна синусоїдна напруга мережі;  $VS$  – тиристор; СІФК – система імпульсно-фазового управління;  $R_n$  – активне навантаження;  $L_n$  – індуктивне навантаження;  $K$  – ключ, що змінює вид навантаження;  $U_n$  – напруга на навантаженні,  $i_n$  – струм, що протікає через тиристор і навантаження.

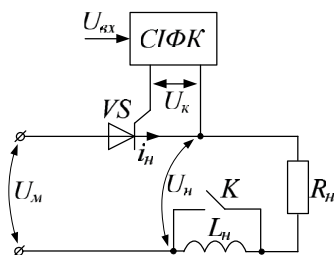


Рис.1. Однофазний однопівперіодний випрямляч

Часові діаграми покажемо на прикладі довільних двох кутів керування, один з яких є меншим за  $90^\circ$ , а інший більшим за  $90^\circ$ . Візьмемо, наприклад кути керування  $25^\circ$  і  $135^\circ$ . Це зроблено для того, щоб кількісно показати величину зміни випрямленої напруги і струми на навантаженні. Бо як відомо, зі збільшенням кута керування напруга регулюється в сторону зменшення. Навантаження активне, котушка індуктивності  $L$  замкнута (ключ  $K$  замкнений).

На рис.2 зображено часові діаграми напруги

живлення, керуючих імпульсів прямокутної форми із зсувом по фазі відносно початку координат на кут керування  $25^\circ$ , напруги та струму на навантаженні і напруги на тиристорі. Візьмемо до уваги, що струм тиристора є струмом на навантаженні і дорівнює струму мережі  $i_M = i_{VS} = i_n$ .

На інтервалі часу  $0 \leq \omega t < \alpha = 25^\circ$  тиристор є закритим (його внутрішній опір високий) і його струм та напруга на навантаженні дорівнюють майже нулю, напруга на виході аноду тиристора повторює або дорівнює напрузі мережі.

Розглянемо наступний інтервал часу, від кута  $\alpha = 25^\circ$  до  $180^\circ$  ( $\pi$  радіан)  $\alpha = 25^\circ \leq \omega t < 180^\circ$ . В момент переходу синусоїди через точку  $\alpha = 25^\circ$  на керуючий електрод тиристора подається керуючий імпульс  $U_k$  визначеної амплітуди та тривалості. Тиристор відкривається (опір прямує до нуля), струм на навантаженні та через тиристор збільшується, стає більшим за струм вимкнення тиристора і в інтервалі часу  $\omega t < 180^\circ$  є відкритим і пропускає через себе прямий струм на навантаження. Як відомо, прямий спад напруги на тиристорі майже нульовий, то за другим законом Кірхгофа і за законом Ома, маємо

$$U_n \approx U_M; \quad I_n = U_n / R_n. \quad (1)$$

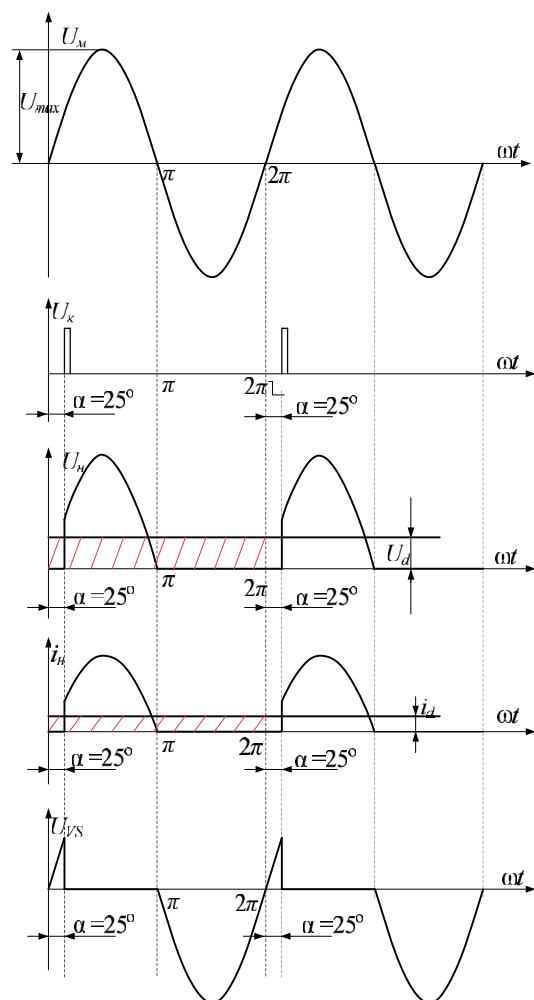


Рис.2. Часові діаграми в однофазному однопівперіодному випрямлячі з кутом керування  $25^\circ$

При близьких кутах до  $180^\circ$  струм стає меншим за струм ввімкнення і тиристор закривається.

На інтервалі часу  $\leq \omega t < 180^\circ + \alpha$  тиристор також закритий і процеси є такими ж як на інтервалі часу  $0 \leq \omega t < \alpha = 25^\circ$ .

Опис діаграм був показаний на одному періоді  $T = 1/f$ . Подальші процеси зміни електричних величин однакові. Періодів у секунді 50.

Проаналізувавши рис.2 видно, що напруга на навантаженні має вигляд додатніх імпульсів, частота яких дорівнює частоті напруги мережі. Миттєве значення напруги на навантаженні  $U_n$  при відкритому тиристорі дорівнює напрузі мережі  $U_m$  і дорівнює нулю при закритому тиристорі.

Середнє за період значення випрямленої напруги (постійну складову випрямленої напруги) геометрично визначається, якщо побудувати прямокутник довжиною  $2\pi$ , площа якого дорівнюватиме площі фігури, що обмежена кривою миттєвого значення напруги на навантаженні  $U_n$ . Висота отриманого прямокутника в певному масштабі буде дорівнювати середньому за період  $T$  значенню напруги  $U_d$  на навантаженні. Таким чином, середнє значення напруги на виході тиристорного перетворювача або напруги на навантаженні визначається з виразу

$$U_{da} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{max} \cdot \sin \omega t = \frac{U_{max}}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (2)$$

Аналізуючи вищесказане, можемо підсумувати, що змінюючи кут керування на тиристорі (або тиристорах) за допомогою системи імпульсно-фазового керування, можемо змінювати середнє значення напруги на навантаженні й тим самим регулювати споживану потужність.

На рис.3 зображено часові діаграми подібно до рис.2 при куті керування  $135^\circ$ .

Як відомо, сучасні прилади потребують регулювання напруги для отримання різних характеристик, зокрема регулювання частоти обертання різного електро побутового електро-інструменту, ви-конавчих електродвигунів малої та середньої потужності. Оптимальні значення напруг дають змогу також підвищити коефіцієнт корисної дії (ККД) електроустановок, зменшити витрати електро-енергії (при понижених напругах) або підвищити продуктивність (при підвищених напругах).

Вищесказане було справедливе для однофазного однопівперіодного керованого випрямляча. Але це можна і застосувати для інших керованих випрямлячів, зокрема однофазних і трифазних, однопівперіодних чи мостових.

В роботі зосередимо увагу та аналізі СІФК, що керують однофазними випрямлячами та регуляторами напруги і живлять навантаження невисокої потужності. Тобто, у нас виникає задача спроектувати СІФК, яка б задовольняла швидкодію щодо регулювання потрібного значення напруги для відповідного електроустаткування та вироблення необхідних кутів керування тиристорами.

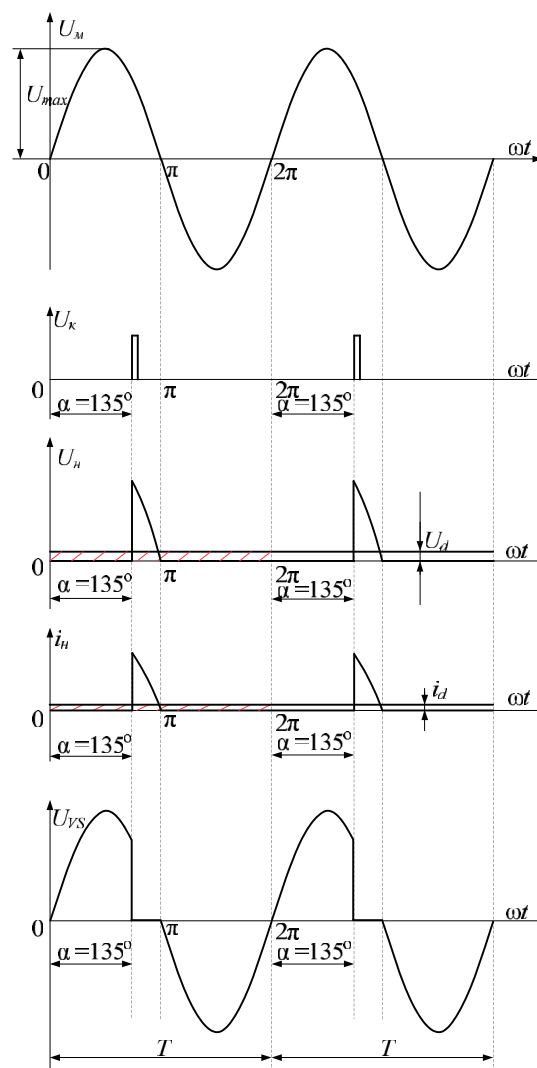


Рис. 3. Часові діаграми в однофазному однопівперіодному випрямлячі з кутом керування  $135^\circ$

На сьогодні наявна така класифікація СІФК. За можливістю синхронізації з джерелом живлення СІФК або фазозміщуючі пристрої ФЗП поділяють на синхронні та асинхронні, за кількістю фаз перетворювача на однофазні, трифазні та багатофазні, за принципом зсуву керуючого імпульса в синхронних СІФК на горизонтальні та вертикальні, за числом формування каналів керування – одноканальні та багатоканальні, за способом опрацювання інформації – аналогові та цифрові [6].

Багатоканальні забезпечують швидкодію системи щодо регулювання вихідних параметрів і використовуються в однофазних та трифазних мостових схемах, але є дещо дорожчими із-за збільшення каналів керування та електронних елементів у них.

Як говорилось вище існують синхронні та асинхронні СІФК. Синхронні СІФК характеризуються тим, що кожний канал  $n$ -фазної СІФК синхронізується з синусоїдною напругою джерела живлення. Це найбільш поширений спосіб. У синхронному ФЗП кут керування у відповідності з фазовою характеристикою фіксується для кожного з тиристорів від моменту природного ввімкнення.

Інший спосіб фіксація фази ввімкнення від моменту переходу напруги джерела через нуль. Таким чином, фаза подачі  $k$ -го імпульсу становить

$$\alpha = \alpha_n + \frac{2\pi}{p}(k-1) + q_k(U_{кер}). \quad (3)$$

Тут  $2\pi/p$  – інтервал повторюваності вихідних напруг і струму,  $\alpha_n$  – початковий кут відліку фази по відношенню до напруги джерела,  $p$  – кількість пульсацій перетворювача,  $q_k$  – регульований кут затримки  $q_k = \omega t_k$ , де  $k = 1, 2, 3 \dots$

Синхронні ФЗП виконуються багатоканальними, одноканальними та комбінованими.

При асинхронному керуванні імпульси керування формуються спеціальною слідкуючою замкненою системою регулювання, синхронізація з мережею відсутня. Використовується така система при високій ймовірності завад. Тобто при такому керуванні момент подачі керуючого імпульсу від системи керування на наступний тиристор відраховується від моменту подачі попереднього імпульсу. В усталеному стані імпульси слідує з інтервалом повторюваності

$$\alpha_k = \alpha_{k-1} + \frac{2\pi}{p} + \Delta\alpha_k, \quad (4)$$

де  $\Delta\alpha_k$  – приріст кута керування в перехідних станах. Асинхронні ФЗП будуються тільки одноканальними.

На рис.4 показано структурну схему СІФК з горизонтальним керуванням. При горизонтальному способі керування керуючого імпульсу здійснюється в момент час, коли синусоїда напруги живлення переходить через нульове значення, а зміна її фази забезпечується зміною фази синусоїдної напруги керування, тобто зміщенням його по горизонталі (вісь часу  $t$ ). Така система є синхронною.

Її характерною особливістю є наявність каналу синхронізації роботи СІФК з напругою мережі. Напруга синхронізації використовується для формування опорної напруги. Це забезпечує фазування керуючих імпульсів відносно напруги мережі. Крім напруги синхронізації, до входу СІФК подається керуюча напруга, яка зазвичай є пропорційною бажаній випрямленій напрузі [3].

Генератор змінної напруги ГЗН генерує синусоїдну напругу, що знаходиться в певному фазовому співвідношенні напругою на аноді тиристора даного каналу, а саме зсунути на  $90^\circ$  відносно напруги мережі (рис.5, а).

Зсув опорної напруги  $U_{мфп}$ , що є опорною напругою  $u_{оп}$ , на виході фазообертаючого пристрою відносно напруги ГЗН пропорційний величині напруги керування  $u_s$  (з урахуванням її знака), яка подається до іншого входу МФП. Формувач імпульсів у момент зміни знака опорної напруги з «-» на «+» формує короткий керуючий імпульс, що після підсилення подається на керуючий електрод тиристора. На рис.5, а зображені діаграми напруг у СІФК при нульовій керуючій напрузі (зсув опорної напруги відсутній, кут керування  $\alpha = 90^\circ$ , середня випрямлена напруга близька до нуля). На рис. 5,б керуюча напруга більша від нуля, опорна напруга зсунута ліворуч,  $\alpha < 90^\circ$ , середня випрямлена напруга більша, ніж у попередньому випадку [3].

Аналізуючи горизонтальний спосіб керування можна констатувати, що кут керування визначається зміщенням в часі синусоїдної або напруги. Відбувається або зміщення заднього фронту кривої напруги або напруги в цілому. Слід відмітити, що це зміщення відбувається у функції керуючого сигналу і яке дещо знижує швидкодію системи керування.

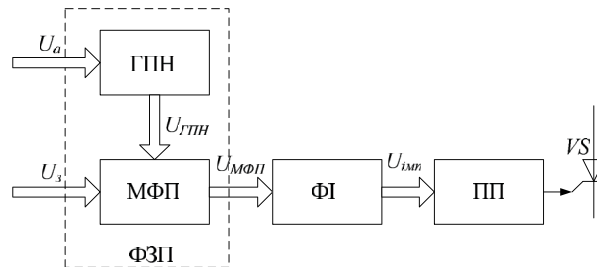


Рис. 4. Структурна схема СІФК з горизонтальним керуванням

З виходу мостового фазообертаючого пристрою МФП зсунута за фазою напруга керування  $U_{мфп}$  надходить на формувач імпульсів ФІ, де в момент переходу синусоїди через нуль генерується імпульс керування. Потім імпульс керування  $U_{имп}$  підсилюється підсилювачем потужності ПП до значення, необхідного для надійного керування тиристора VS. Кут зсуву фаз (рис.5, б) регулюється зміною напруги завдання  $U$ , а ГПН і МФП в сукупності утворюють фазозміщуючий пристрій ФЗП.

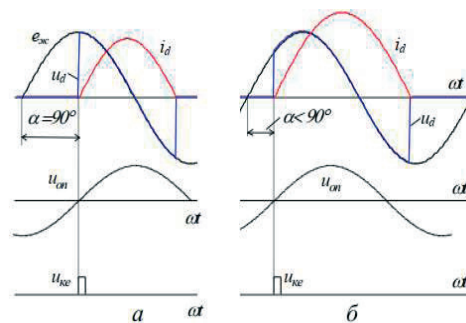


Рис. 5. Процеси в СІФК при горизонтальному керуванні

Горизонтальний метод управління не знайшов широкого застосування, тому що мостові фазообертаючі пристрої чутливі до форми і частоти напруги, що подається, а використання в якості активного регульованого опору транзисторів призводить до порушення симетрії формованих імпульсів.

Вертикальний спосіб набув широкого застосування в системах регулювання вихідних параметрів у керуваннях тиристорах. Він легко може адаптуватись до перебудови з одноканальних систем до багатоканальних.

При вертикальному способі напруга керування порівнюється за величиною з опорною. Опорна напруга може бути косинусоїдною та пилкоподібними з наростанням та спаданням напруг.

При косинусоїдній формі зміни маємо

$$U_{оп} = U_{max} \cos \omega t, \quad (5)$$

де  $\omega t = 0$  – момент природної комутації  $i$ -го вентиля.

Тоді в момент  $\omega t = \alpha$  маємо:

$$U_{оп} = U_{кер} = U_{max} \cos \alpha. \quad (6)$$

З цього рівняння можна отримати фазову характеристику ФЗП:

$$\alpha = \arccos\left(\frac{U_{кер}}{U_{max}}\right). \quad (7)$$

Така фазова характеристика називається ідеальною арккосинусною. Характеристики при різних законах зміни опорної напруги, а саме а) – косинусному:  $\alpha = \arccos\left(\frac{U_{кер}}{U_{max}}\right)$ , б) – пилкоподібному

з спадаючою напругою:  $\alpha = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{U_{кер}}{U_{вх max}}\right)$ , в) – пилко-

подібному з наростаючою напругою:  $\alpha = \pi \frac{U_{кер}}{U_{вх max}}$

показані на рис. 6.

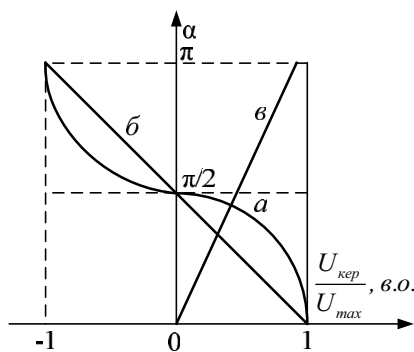


Рис. 6. Фазові характеристики системи керування

Вентильний перетворювач, що працює від синусоїдної симетричної мережі, при відсутності комутаційних спотворень вихідної напруги, в режимі безперервного струму навантаження характеризується відомим співвідношенням, так званою регульовальною характеристикою:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha. \quad (8)$$

При підстановці виразу (8) в рівняння (7) отримуємо:

$$U_d = \frac{U_{d0}}{U_{max}} \cdot U_{кер}. \quad (9)$$

Отже, регульовальна характеристика  $U_d = f(U_{кер})$  вентильного перетворювача при косинусоїдній опорній напрузі, має лінійний характер. Опорна напруга косинусоїдної форми, може бути сформована від напруги джерела. Для цього напруга джерела повинна бути повинна надійти на фільтр Ф, що здійснить зсув по фазі і усунення вищих гармонійних складових, що важливо для показників якості електричної енергії [1].

В даному випадку використаємо генератор пилкоподібної наростаючої напруги ГПН. Остання напруга повинна бути синхронізована з напругою мережі. Момент їх рівності визначає фазу (кут керування) та керуючий імпульс.

Розглянемо структурну схему одноканальної СІФК при вертикальному керуванні, зображену на рис.8. Назва «вертикальний» пов'язана з тим, що напруга керування ковзає по вертикалі і може перетинати опорну напругу в різні моменти часу й тим самим змінювати кут керування.

Блок живлення призначений для генерування як змінної синусоїдної напруги для синхронізуючого пристрою, так і фіксовану постійну  $\pm 12$  В для живлення ГПН, як основного елемента фазозміщуючого пристрою, формувача імпульсів ФІ, підсилювача імпульсів П. Пристрій синхронізації ПС забезпечує зв'язок з джерелом живлення. ПС відслідковує переходи через нуль напруги живлення ( $U_{синх}$ ) і формує у випадку багатоканальних СІФК сигнали  $U_1$  і  $U_2$ , що відповідають додатнім та від'ємним півперіодам напруги джерела живлення [6].

На вхід фазозміщуючого пристрою ФЗП поступає напруга з пристрою синхронізації ПС, що масштабує сигнал вхідного струму, через фільтр Ф поступає змінна напруга. Призначення фільтра виділити першу гармоніку та сформувати просторовий зсув по фазі  $\varphi < 10^0$ . Фазозміщуючий пристрій містить в собі підсилювач з  $RC$ -колом і ключем синхронізації  $K$  (рис. 7).

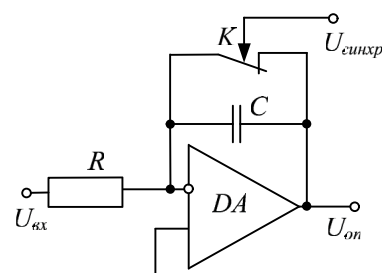


Рис. 7. ФЗП на основі підсилювача

У ролі електронного ключа  $K$  може бути використаний транзистор, що працює з частотою комутації 50 Гц або з частотою 100 Гц у випадку двоканальної СІФК. У даному випадку співвідношення між на-пругами на вході (з фільтра) та опорною напругою приймає вигляд

$$U_{оп} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{вх} dt = U_{вх} \frac{t}{\tau}. \quad (10)$$

Звідси

$$U_{оп}(t) = U_{вх}(t) \cdot \frac{t}{\tau_{им}} = U_{вх}(t) \cdot \frac{\alpha}{\omega_0 \cdot \tau_{им}} = U_{вх}(t) \cdot \frac{\alpha}{\pi}, \quad (11)$$

де  $\tau_{им} = RC$  – тривалість імпульсу,  $t = \alpha / \omega_0$ .

Підставляючи кут  $\alpha$ , отримуємо такий закон керування

$$\alpha = k U_{кер}, \quad (12)$$

де  $k = \omega_0 \tau_{им} / U_{вх}$ .

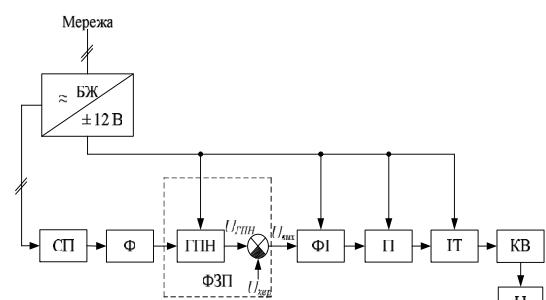


Рис.8 – Структурна схема одноканальної СІФК з вертикальним керуванням

Таким чином, завдання СІФК є інформаційною задачею та зводиться до перетворення керуючого сигналу (наприклад, напруги входу) у часову величину – кут керування  $\alpha$ .

Напруга з ГПН починає формуватися в початковий момент проходження синусоїди напруги через нуль ( $t = 0$ ) і закінчується в момент часу  $t = \pi$ .

Така тривалість напруги ГПН забезпечує діапазон зміни фази імпульсу керування, що дорівнює половині періоду напруги мережі. При невеликих змінах кута фази  $\alpha < 20^\circ$  можна обійтись без ГПН, використовуючи для формування імпульсу керування вхідну напругу синусоїдальної форми з фільтра Ф. При рівності на суматорі напруг  $U_{ГПН}$  та  $U_{кер}$  на формувач імпульсів ФІ надходить сигнал, а він формує імпульс певної тривалості, тобто кут  $\alpha$  визначається точкою порівняння цих напруг. На схемі суматор інтерпретується компаратором.

Підсилювач П, побудований на транзисторі, забезпечує підсилення керуючого імпульсу для гарантованого відкриття тиристорів. Імпульсний трансформатор ІТ працює з завадоуслуваючим фільтром. Керований випрямляч КВ (тиристор) регулює постійну напругу на навантаженні Н [6].

Якщо розглядати двоканальні схеми керування, наприклад однофазну мостову схему, то тут після формувача імпульсів ФІ слід розмістити розподільвачі імпульсів  $Р_1$ ,  $Р_2$ , побудовані на логічних елементах «І». Завдяки елементам «І» в силовому колі забезпечується почергове відкриття пар тиристорів при появі на керуючому електроді імпульсу. Знак напруги джерела закладений у напругах компараторів, що входять вже до видозміненого пристрою синхронізації ПС. Тому імпульс проходить тільки через той елемент «І», на одному з входів якого вже присутній додатній потенціал. Таким чином, керуючий імпульс по черзі (раз за період) надходить до тієї чи іншої пари тиристорів.

Підсилювачі П призначені для підсилення сформованого імпульсу до рівня, придатного до відкриття тиристора. Потенційні розв'язки ПР забезпечують гальванічну розв'язку силового кола та системи керування. Після них два підсилювачі П та два імпульсних трансформатори ІТ. Вихід імпульсних трансформаторів під'єднаний до керуючих електродів тиристорів, що ввімкненні в діагоналі моста керуваного випрямляча. Тобто тут відбувається попарне відкриття тиристорів.

Слід зазначити, що пробивна напруга переходу ПЗ невелика і становить близько 5 В. Тому можлива подача від'ємного імпульсу напруги на керуючий електрод є недопустимою, так як це може привести до незворотного пробою тиристора. Для захисту від випадкової появи на керуючому електроді від'ємного потенціалу необхідно в його коло ввімкнути в потрібній полярності діод.

На рис. 9 показано часові діаграми одноканальної СІФК з вертикальним керуванням. Як видно з діаграми при  $U_{кер1}$  формується керуючий імпульс, що відповідає куту керування  $\alpha_1$ . Якщо  $U_{кер}$  збільшити до значення  $U_{кер2}$ , то пилкоподібна напруга пізніше досягає цього значення, відповідно й пізніше сфор-

мується керуючий імпульс з кутом  $\alpha_2$ . Кут керування при цьому збільшиться, а вихідна напруга зменшиться.

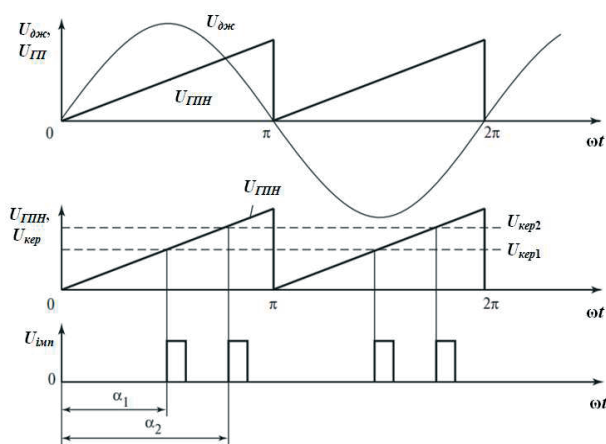


Рис. 9 Діаграми роботи СІФК при вертикальному способі керування

Таким чином, вертикальний спосіб керування дає змогу отримати лінійні регульовальні характеристики вентильного перетворювача.

**Висновки.** У статті обґрунтовано фізичні основи імпульсно-фазового керування. Синхронна СІФК з вертикальним способом є простою в реалізації з мінімальним набором електронних елементів. Показано, що змінюючи кут керування на тиристорі (або тиристорах) за допомогою системи імпульсно-фазового керування, можна змінювати середнє значення напруги на навантаженні й тим самим регулювати споживану потужність.

Запропонований вертикальний спосіб керування тиристорами для регулювання напруги і отримання різних характеристик, зокрема регулювання частоти обертання різного електро побутового електроінструменту, виконавчих електродвигунів малої та середньої потужності дає змогу також підвищити ККД електроустановок.

[1] Котовський В. Й., Семікіна Т. В., Слободян Н. В., Немировський А.В. Основи електроніки: Лабораторний практикум. Київ КПІ ім. Ігоря Сікорського. 2021, 84 с.

[2] Лишук В. В., Погинець А. Я., Кмитко Н. О., Барташук Р. І. Особливості застосування електронних ключів у перетворювальній техніці. Тези XI-Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів «Актуальні проблеми автоматизації та управління». Луцьк, с. 236-241.

[3] Мосьпан Д.В., Фомовська О.В., Юрко О.О. Лабораторний практикум з електронних пристроїв: навчальний посібник. Кременчук. 2020, 106 с.

[4] Островерхов М. Я., Сенько В. І., Чибеліс В. І. Імпульсні перетворювачі стабілізованої напруги. Монографія. Київ: Ліра-К. 2020, 242 с.

[5] Островерхов М.Я., Сенько В.І., Чибеліс В.І. Промислова електроніка. Навчальний посібник. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського. 2021, 341 с.

[6] L. Magfiroch. Development of Single-Phase AC Voltage Regulator for Renewable Energy Empowerment: Rural Generator Case Study Automation Engineering, Shipbuilding Institute of Polytechnic Surabaya. Conference of Electrical, Marine and Its Application, Indonesia. Vol. 15, No 3, 2022, p.55-66.