

**Міністерство освіти і науки України  
Таврійський державний агротехнологічний університет  
імені Дмитра Моторного**

**КВІТКА С. О.**

# **СИЛОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ В СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ**

**Навчальний посібник для здобувачів вищої освіти**

**Мелітополь  
2021**

**УДК 621.38 (075)**  
**К 32**

*Рекомендовано Вченою радою Таврійського державного агротехнологічного університету імені Дмитра Моторного як навчальний посібник для здобувачів ступеня вищої освіти «Бакалавр» зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» закладів вищої освіти III-IV рівня акредитації (Протокол № 8 від 24 травня 2021 р.)*

**Укладач: Квітка С.О.**

**Рецензенти:**

**Островець М. Я.**, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри «Теоретична електротехніка», Національний технічний університет України «Київський політехнічний університет імені Ігоря Сікорського»

**Діордієв В. Т.**, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри «Електроенергетика і автоматизація», Таврійський державний агротехнологічний університет імені Дмитра Моторного

**Квітка С. О.**

**К 32** Силові електронні пристрої в системах керування: навчальний посібник для здобувачів вищої освіти / С.О. Квітка. – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2021. – 180 с.

**ISBN 978-617-7218-71-4**

У навчальному посібнику розглянуті сучасні силові напівпровідникові прилади, а також принципи побудови і функціонування більшості сучасних силових напівпровідникових перетворювальних пристроїв, що використовуються в електроприводі та електроенергетиці: однофазних і трифазних некерованих та керованих випрямлячів, стабілізаторів напруги і струму, регуляторів змінного струму, автономних інверторів і інверторів ведених мережею, імпульсних перетворювачів постійної напруги, а також перетворювачів частоти.

Навчальний посібник призначений для здобувачів закладів вищої освіти, які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Може бути корисним для науково-педагогічних працівників закладів вищої освіти III-IV рівнів акредитації за відповідною спеціальністю.

ISBN 978-617-7218-71-4

УДК 621.38 (075)

© Квітка С.О.  
© Таврійський державний  
агротехнологічний  
університет імені  
Дмитра Моторного, 2021

## ЗМІСТ

|   |    |
|---|----|
| ПЕРЕДМОВА   | 5  |
| РОЗДІЛ 1. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ  | 6  |
| 1.1 Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT)   | 6  |
| 1.2 IGBT- модулі  | 10 |
| 1.3 Польові транзистори із статичною індукцією (SIT)  | 11 |
| 1.4 Тиристори   | 14 |
| 1.4.1 Повністю керовані тиристори (GTO)   | 14 |
| 1.4.2 Електростатичний тиристор   | 16 |
| 1.4.3 Запираємий тиристор з МОН- керуванням   | 17 |
| 1.5 Силові напівпровідникові модулі   | 18 |
| 1.6 Порівняльна характеристика силових напівпровідникових приладів  | 19 |
| <i>Контрольні запитання до розділу 1</i>  | 20 |
| РОЗДІЛ 2. ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ<br>ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ: ВИПРЯМЛЯЧІ, СТАБІЛІЗАТОРИ,<br>КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ | 21 |
| 2.1 Загальні відомості  | 21 |
| 2.2 Однофазні випрямлячі змінного струму  | 25 |
| 2.2.1 Однофазний однопівперіодний випрямляч   | 26 |
| 2.2.2 Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом   | 27 |
| 2.2.3 Однофазний мостовий випрямляч   | 29 |
| 2.3 Трифазні випрямлячі   | 31 |
| 2.3.1 Трифазний однопівперіодний випрямляч з нульовим виводом   | 31 |
| 2.3.2 Трифазний двопівперіодний мостовий випрямляч  | 34 |
| 2.4 Випрямлячі з множенням напруги  | 38 |
| 2.5 Стабілізатори   | 39 |
| 2.5.1 Класифікація стабілізаторів   | 39 |
| 2.5.2 Параметричні стабілізатори  | 40 |
| 2.5.3 Компенсаційні стабілізатори   | 42 |
| 2.5.4 Інтегральні стабілізатори напруги   | 46 |
| 2.5.5 Імпульсні стабілізатори напруги   | 48 |
| 2.5.6 Стабілізатори струму  | 49 |
| 2.6 Керовані випрямлячі   | 51 |
| 2.6.1 Методи регулювання величини напруги постійного струму   | 51 |
| 2.6.2 Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим<br>виводом трансформатора                                   | 55 |
| 2.6.3 Трифазні керовані випрямлячі  | 60 |
| 2.7 Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)   | 68 |
| 2.7.1 Загальні положення  | 68 |

|   |     |
|---|-----|
| 2.7.2 СІФК з горизонтальним керуванням  | 68  |
| 2.7.3 СІФК з вертикальним керуванням  | 70  |
| 2.8 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням  | 73  |
| 2.8.1 Генератори лінійно змінюваної напруги (ГЛН)   | 73  |
| 2.8.2 Вузол порівняння  | 75  |
| 2.8.3 Імпульсний підсилювач потужності  | 76  |
| 2.8.4 Приклади реалізації СІФК  | 77  |
| 2.8.5 СІФК з цифровим керуванням  | 80  |
| 2.9 Випрямлячі з багатократним перетворенням  | 82  |
| <i>Контрольні запитання до розділу 2</i>  | 84  |
| РОЗДІЛ 3. ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ: РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОГО СТРУМУ                   | 86  |
| 3.1 Загальні відомості і класифікація   | 86  |
| 3.2 Однофазні регулятори змінного струму  | 88  |
| 3.3 Трифазні регулятори змінного струму   | 96  |
| 3.4 Схеми запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги                                       | 101 |
| <i>Контрольні запитання до розділу 3</i>  | 110 |
| РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ: ІНВЕРТОРИ, КОНВЕРТОРИ, ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ | 112 |
| 4.1 Автономні інвертори   | 112 |
| 4.1.1 Призначення і класифікація  | 112 |
| 4.1.2 Однофазний інвертор струму  | 114 |
| 4.1.3 Півмостовий однофазний інвертор напруги   | 116 |
| 4.1.4 Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах   | 119 |
| 4.2 Інвертори, ведені мережею   | 123 |
| 4.3 Приклади застосування інверторів із використанням мікроелектронних пристроїв                                    | 126 |
| 4.4 Конвертори  | 128 |
| 4.5 Перетворювачі частоти   | 133 |
| 4.5.1 Перетворювачі частоти з ланкою постійного струму  | 133 |
| 4.5.2 Сучасні низьковольтні перетворювачі частоти для електроприводу широкого призначення                           | 139 |
| 4.6 Вплив перетворювальних пристроїв на мережу  | 143 |
| <i>Контрольні запитання до розділу 4</i>  | 147 |
| СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ   | 149 |
| ДОДАТОК   | 151 |



## ПЕРЕДМОВА

У навчальному посібнику розглядаються пристрої силової (енергетичної) електроніки, що в останній час отримала назву перетворювальна техніка. Вони знаходять широке використання для перетворення і регулювання параметрів електричної енергії при надходженні її від джерела до споживача.

Частка перетвореної електричної енергії постійно збільшується. Отже, силова електроніка займає важливе місце між виробництвом електроенергії та її споживанням, набуваючи важливого значення в умовах зростаючих вимог до керованості, особливо при вирішенні питань економії електричної енергії.

Силова електроніка охоплює комутацію, керування і перетворення електричної енергії під час застосування силових напівпровідникових перетворювачів, що мають високі регулювальні характеристики і енергетичні показники, малі габарити і масу, прості і надійні в експлуатації, забезпечують безконтактну комутацію струмів у силових колах, а також регулювання струму і напруги.

Слід зазначити, що у наш час силова електроніка є однією з найдинамічніших сфер діяльності і використовує найновітніші технології напівпровідникових приладів, засобів мікропроцесорної техніки та інформатики. Сучасні напівпровідникові прилади, що використовуються в силових колах перетворювачів у ключових режимах, за своїми параметрами все більше наближуються до ідеальних ключових елементів. Системи керування базуються на потужних швидкодіючих спеціалізованих мікроконтролерах, що разом із забезпеченням функціонування пристрою забезпечують зручний інтерфейс для діалогу з користувачем і зовнішньою системою автоматичного керування.

У навчальному посібнику розглянуті сучасні силові напівпровідникові прилади, а також принципи побудови і функціонування більшості сучасних силових напівпровідникових перетворювальних пристроїв, що використовуються в електроприводі та електроенергетиці: однофазних і трифазних некерованих та керованих випрямлячів; принципи побудови систем імпульсно-фазового керування; стабілізаторів напруги і струму; регуляторів змінного струму; автономних інверторів і інверторів ведених мережею; імпульсних перетворювачів постійної напруги; перетворювачів частоти.

Навчальний посібник призначений для здобувачів закладів вищої освіти, які навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». Наведений матеріал може бути корисним для науково-педагогічних працівників навчальних закладів вищої освіти за відповідною спеціальністю.

## РОЗДІЛ 1

### СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

#### 1.1 Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT)

Даний транзистор зазвичай називають, використовуючи саме абревіатуру, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

IGBT – це гібридний напівпровідниковий прилад. IGBT представляє собою біполярний транзистор, керуємий МДН- транзистором з індукованим каналом. Його вхідні характеристики подібні вхідним характеристикам польового транзистора, а вихідні – характеристикам біполярного транзистора. У IGBT поєднано два способи управління електричним струмом, один з яких характерний для польових транзисторів (управління електричним полем), а другий – для біполярних (управління інжекцією носіїв заряду).

IGBT поєднує переваги двох основних видів транзисторів:

- високий вхідний опір, низький рівень потужності керування, висока швидкість комутації – від польових транзисторів з ізольованим затвором;
- низьке значення залишкової напруги у включеному стані – від біполярних транзисторів.

За швидкодією вони значно переважають біполярні транзистори, але уступають МДН- транзисторам. У включеному стані при струмах у сотні ампер падіння напруги на IGBT транзисторах складає 1,5...3,5 В.

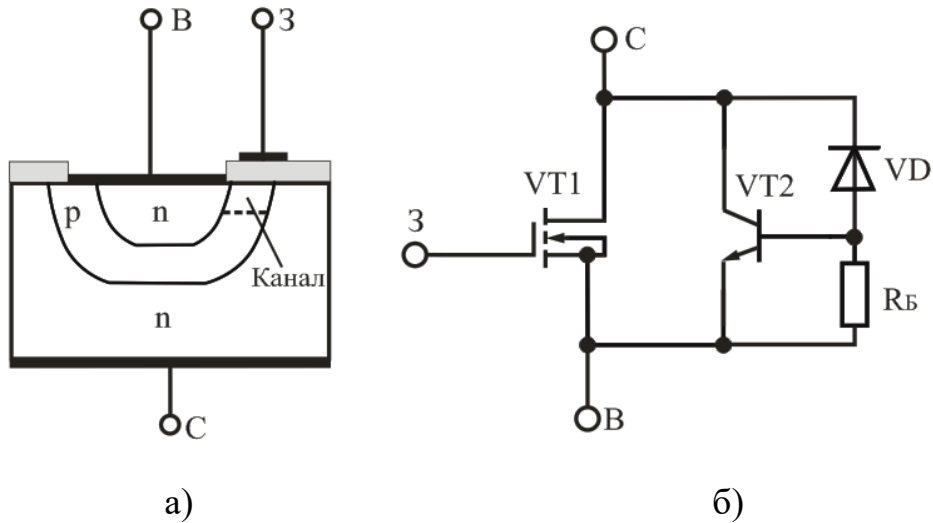
IGBT- транзистори використовують в якості потужних ключів. В даний час комутована напруга IGBT- транзисторів досягає 4500 В і струми до 1800 А, а частота комутації до 50 кГц.

Основою IGBT є силовий МДН- транзистор. Зазвичай в IGBT використовується структура МДН- транзистора з індукованим каналом *n*-типу.

Структура і еквівалентна схема силового ДМДН- транзистора з каналом *p*-типу наведена на рисунку 1.1.

Введення додаткового шару *p*-типу призводить до утворення другої структури біполярного транзистора (типу *p-n-p*). Таким чином, в IGBT є дві біполярні структури – типу *n-p-n* і типу *p-n-p*. У IGBT- транзистора біполярний транзистор VT3 типу *p-n-p* утворює силовий канал, а польовий МДН- транзистор VT1 утворює канал керування.

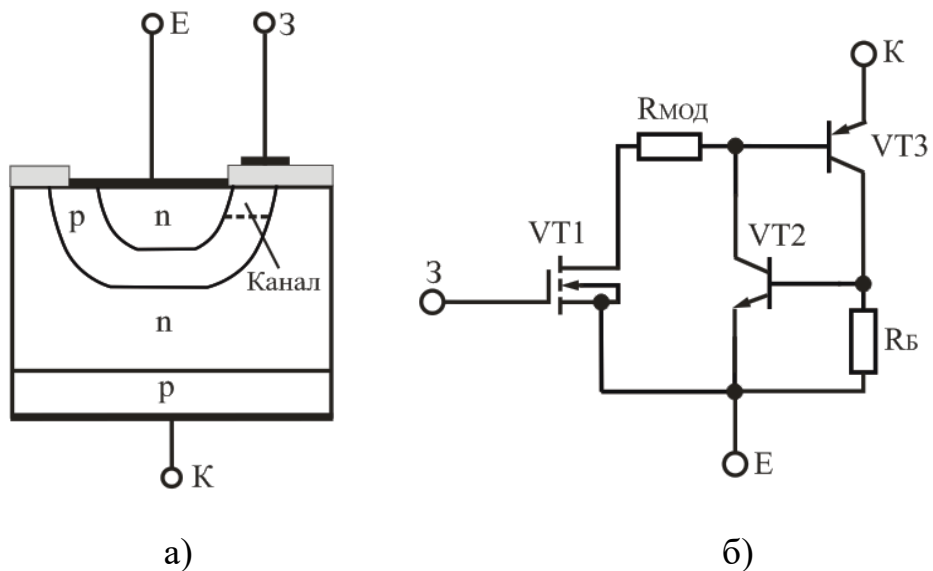
Еквівалентна схема IGBT наведена на рисунку 1.2, б. Через  $R_{\text{МОД}}$  позначений опір нижнього шару  $n$ -типу, який є шаром бази для транзистора типу  $p$ - $n$ - $p$ . При зміні струму, що проходить через цей шар, опір  $R_{\text{МОД}}$  змінюється (модулюється).



а – структура; б – еквівалентна схема

Рисунок 1.1 – Силовий ДМДН- транзистор з каналом  $p$ -типу

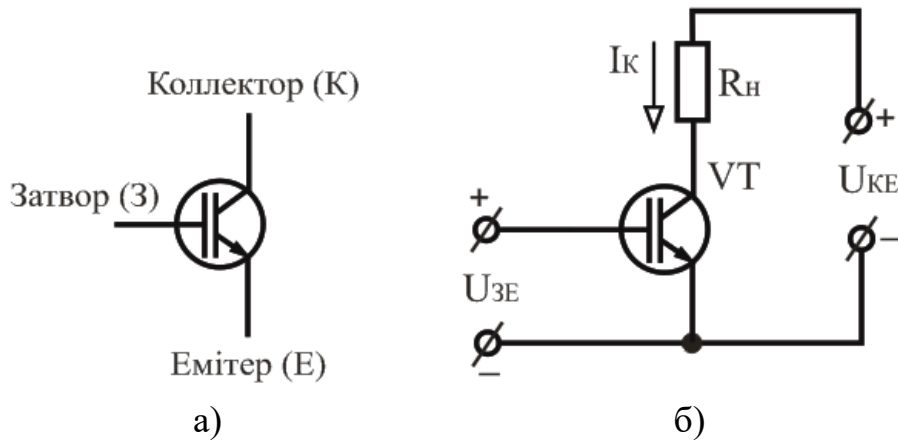
Структура IGBT (рисунок 1.2, а) відрізняється від структури ДМДН- транзистора додатковим шаром напівпровідника  $p$ -типу.



а – структура; б – еквівалентна схема

Рисунок 1.2 – IGBT- транзистор

Умовне графічне позначення IGBT і його схема увімкнення із спільним емітером наведені на рисунку 1.3. IGBT- транзистор має три зовнішні виводи: емітер (Е), колектор (К) і затвор (З).



а – умовне графічне позначення; б – схема увімкнення із спільним емітером

Рисунок 1.3 – IGBT- транзистор

В нормальних умовах роботи транзистор  $VT_2$  типу  $n-p-n$  запертий і практично не впливає на роботу IGBT. Взагалі транзистор  $VT_2$  розглядається як паразитний. Головну роль відіграють транзистори  $VT_1$  і  $VT_3$ .

Основне призначення додаткового  $p-n$ -переходу (який є емітерним переходом для транзистора  $VT_3$ ) полягає в інжекції дірок в нижній шар  $n$ -типу. Інкжекція значно зменшує опір цього шару. В результаті напруга  $U_{KE}$  між колектором і емітером IGBT у відкритому стані значно зменшується в порівнянні з відповідним польовим транзистором.

Саме менша напруга у відкритому стані є основною перевагою IGBT в порівнянні з польовим транзистором.

Зменшення напруги призводить до пропорційного зниження потужності, що розсіюється транзистором.

Перевага IGBT особливо помітна при комутації великої напруги (близько тисячі вольт і більше), оскільки високовольтні польові транзистори мають підвищене значення опору кола стік-витік у відкритому стані.

Проте інжекція дірок призводить до виникнення об'ємного заряду нерівноважних носіїв заряду в базі транзистора типу  $p-n-p$  (тобто в нижньому шарі  $n$ -типу). Явище накопичення заряду призводить до зменшення швидкодії IGBT в порівнянні з польовим транзистором.

Біполярні транзистори VT2 і VT3 утворюють еквівалентну схему тиристора. Ця схема може знаходитися в двох стійких станах: у включеному і виключеному.

У аварійному для IGBT режимі роботи схема на транзисторах VT2 і VT3 може включитися і, після цього, IGBT стає некерованим і може вийти з ладу.

Ефект включення транзисторів VT2 і VT3 називають тригерним. Він зазвичай виявляється при вимиканні IGBT. Тому розробники IGBT- транзисторів докладають зусилля для боротьби з цим ефектом.

Сучасні IGBT настільки захищені від тригерного ефекту, що їх допустимо моделювати, використовуючи еквівалентну схему, що не містить паразитний транзистор типу *n-p-n* (рисунок 1.4).

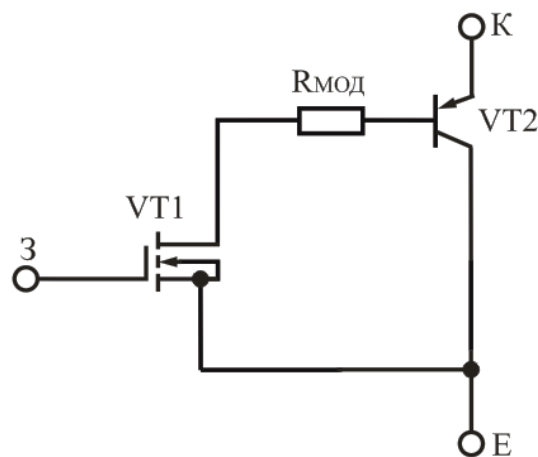


Рисунок 1.4 – Еквівалентна схема IGBT, що не містить паразитного транзистора типу *n-p-n*

Розглянемо вольт-амперні характеристики IGBT. Вихідною характеристикою IGBT для схеми із спільним емітером є залежність струму колектора  $I_K$  від напруги між колектором і емітером  $U_{KE}$  при заданій напрузі між затвором і емітером  $U_{ZE}$ , тобто залежність вигляду  $I_K = f(U_{KE})$  при  $U_{ZE} = \text{const}$ .

На рисунку 1.5 наведений загальний типовий вигляд вихідних характеристик IGBT без урахування обмеження за максимально допустимою потужністю (тобто для імпульсів струму обмеженої тривалості).

Передавальною характеристикою IGBT є залежність струму стоку  $I_C$  від напруги між затвором і емітером  $U_{ZE}$  при заданій напрузі між колектором і емітером  $U_{KE}$ , тобто залежність вигляду  $I_C = f(U_{ZE})$  при  $U_{KE} = \text{const}$  (рисунок 1.6).

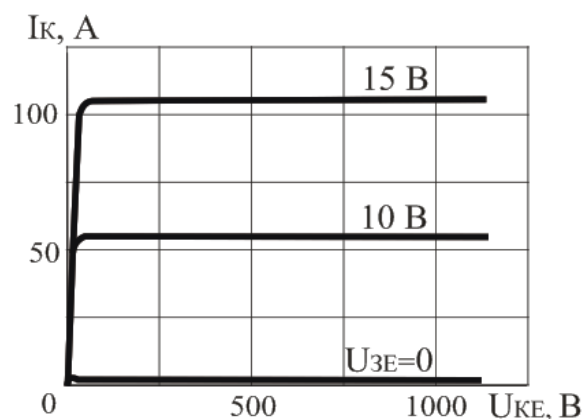


Рисунок 1.5 – Вихідні характеристики IGBT

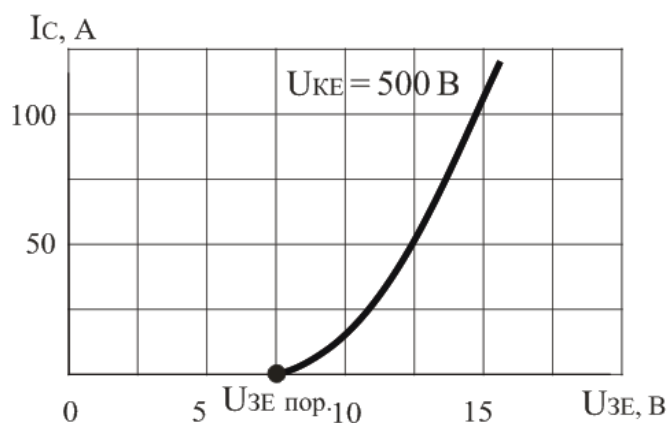


Рисунок 1.6 – Передавальна характеристика IGBT

IGBT характеризується крутизною передавальної характеристики  $S$

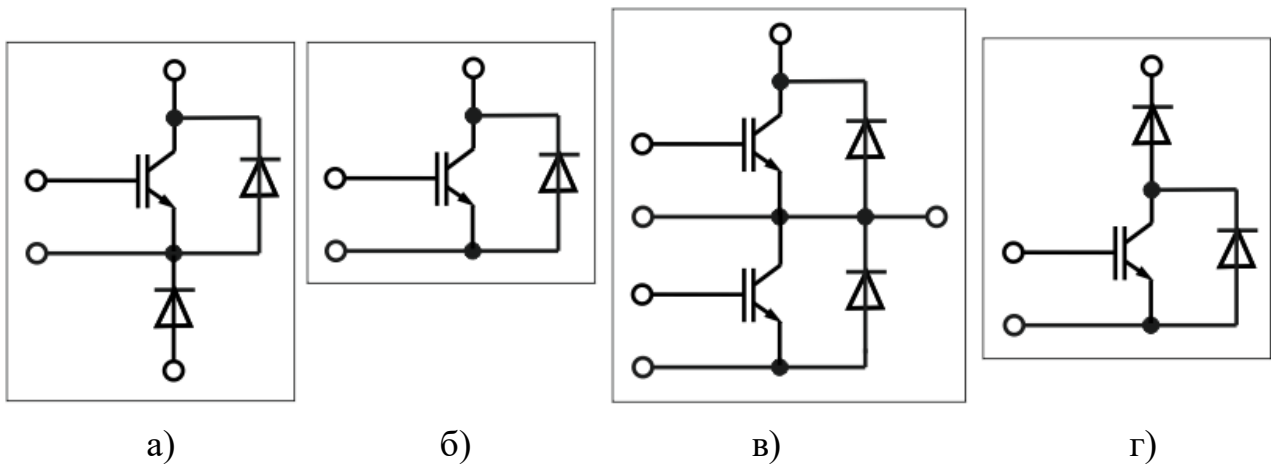
$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{ZE}} \text{ при } U_{KE} = \text{const.}$$

Як і польовий транзистор, IGBT має високу теплову стійкість. IGBT – транзистор стійкий до короткого замикання у навантаженні. Якщо після виникнення режиму короткого замикання транзистор своєчасно вимкнути, він не втратить працездатність.

## 1.2 IGBT- модулі

Для зменшення кількості зовнішніх додаткових компонентів до складу IGBT- транзисторів включають діоди або випускають модулі, які складаються з декількох компонентів (рисунок 1.7, а-г).

IGBT- модуль за внутрішньою електричною схемою може бути одиничним IGBT; подвійний модуль, де обидва IGBT з'єднані послідовно (півміст); переривник, в якому одиничний IGBT послідовно з'єднаний з діодом; однофазний або трифазний міст. Позначення модулів на IGBT- транзисторах складаються з літер і цифр і розшифровуються наступним чином: літера М – модуль; 2 – кількість ключів; ТКІ – біполярний транзистор з ізолюваним затвором; ДТКІ – діод/біполярний транзистор з ізолюваним затвором; ТКІ/Д – біполярний транзистор з ізолюваним затвором/діод; цифри: 25, 35, 50, 75, 80, 110, 150 – максимальний струм в А; цифри: 1, 2, 5, 10, 12, 15, 17 – максимальна напруга між колектором і емітером  $U_{KE}$ , В (помножена на 100). Наприклад, модуль МТКІД-50-15 має  $I_K = 50$  А,  $U_{KE} = 1500$  В.



а – МТКІД; б – МТКІ; в – М2ТКІ; г – МДТКІ

Рисунок 1.7 – Умовні зображення модулів на IGBT- транзисторах

Сучасні IGBT- модулі знаходять широке використання при створенні некероованих і кероованих випрямлячів, автономних інверторів для живлення двигунів постійного і змінного струму середньої потужності, перетворювачів індукційного нагріву, зварювальних апаратів, джерел безперебійного живлення. Вони також використовуються в пральних машинах, інверторних кондиціонерах, в якості високовольтних ключів для електронного піджигу в автомобілях, в імпульсних блоках живлення та ін.

### 1.3 Польові транзистори із статичною індукцією (SIT)

Абревіатура SIT відповідає англійській назві транзистора – Static Induction Transistor.

По суті SIT – польовий транзистор з керуючим  $p-n$ -переходом. Проте він має своєрідну будову і, внаслідок цього, своєрідні характеристики. Розрізняють SIT- транзистори як з каналом  $n$ -типу, так і з каналом  $p$ -типу.

Як і силовий МДН- транзистор, SIT є многоканальним і має вертикальну структуру: шари напівпровідника  $p$ -типу циліндричної форми (кожний циліндр приєднаний до електроду затвора) вводяться в шар напівпровідника  $n$ -типу вертикально. Таке виконання забезпечує роботу приладу при напругах до 2000 В і частотах до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі великої кількості елементарних транзисторів із наступним паралельним з'єднанням кількох тисяч елементарних структур забезпечує робочі струми до 500 А. Схематичне зображення структури SIT з каналом  $n$ -типу наведено на рисунку 1.8.

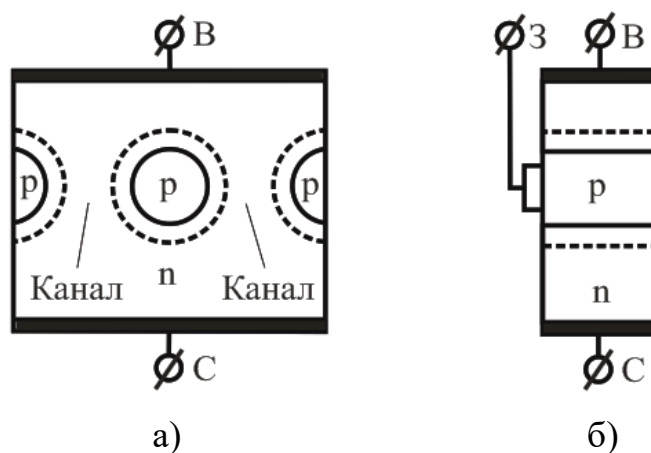


Рисунок 1.8 – Структура SIT- транзистора

Характерною особливістю SIT є дуже мала довжина каналів (яка порівняна з діаметром циліндрів).

Фізичні процеси в SIT досить складні. В окремих моментах вони подібні до фізичних процесів у польовому транзисторі з керованим  $p-n$ -переходом. При збільшенні запираючої напруги  $U_{ЗВ}$  області  $p-n$ -переходів розширюються. В цьому відношенні SIT має спільні риси із «звичайним» польовим транзистором.

Проте вплив напруги  $U_{СВ}$  на струм  $I_C$  для SIT має інший характер в порівнянні із «звичайним» польовим транзистором.

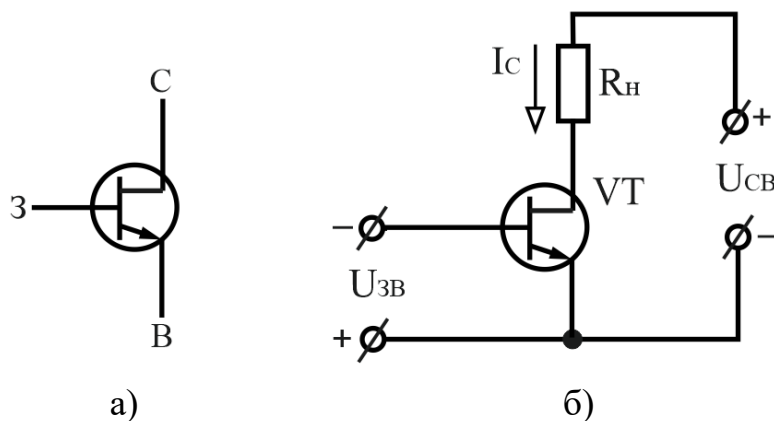
Для транзистора із «звичайним» каналом збільшення напруги  $U_{СВ}$  призводить до того, що канал перекривається в області стоку. Після цього подальше збільшення напруги  $U_{СВ}$  трохи змінює струм  $I_C$ . При цьому робоча точка, яка характеризує стан транзистора, виявляється в області насичення.



Падіння напруги в кожному каналі SIT, яке викликане протіканням струму стоку  $I_C$ , невелике завдяки дуже малій довжині каналів. Воно достатньо слабо впливає на розширення областей  $p$ - $n$ -переходів. Тому збільшення напруги  $U_{CB}$  не супроводжується зменшенням швидкості зростання струму  $I_C$  (тобто вихідна характеристика при збільшенні напруги  $U_{CB}$  не стає більш пологою).

Більш того, при збільшенні напруги  $U_{CB}$  зменшується напруженість електричного поля в області витoku і затвора, що загальмовує електрони при їх переміщенні від витoku до стоку. Це призводить до того, що збільшення напруги  $U_{CB}$  супроводжується збільшенням швидкості зростання струму стоку (тобто вихідна характеристика при збільшенні напруги  $U_{CB}$  стає більш крутою).

Умовне графічне позначення SIT- транзистора і його схема увімкнення із спільним витком наведені на рисунку 1.9.



а – умовне графічне позначення; б – схема увімкнення із спільним витком

Рисунок 1.9 – SIT- транзистор

На рисунку 1.10 наведені вольт-амперні характеристики SIT- транзистора.

Стік-затворна характеристика SIT відрізняється протяжною лінійною ділянкою. Ця особливість характеристик і малий внутрішній опір добре відповідають вимогам, що пред'являються до транзистора з боку підсилювачів потужності звукових частот високої якості (класу HiFi - High Fidelity). Тому SIT широко використовуються в цих підсилювачах. SIT широко застосовуються і в інших пристроях силової електроніки (при цьому вони зазвичай працюють в ключовому режимі).

Крім роботи у режимі польового транзистора, цей транзистор може працювати і у режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається напруга  $U_{ЗВ} > 0$  позитивної полярності, керуючий  $p$ - $n$ -перехід відкривається і SIT переходить у режим роботи, подібний до режиму роботи біполярного транзистора.

У цьому режимі затвор відіграє роль бази. Перевагою біполярного режиму SIT-транзистора є мала напруга між стоком і витокм у відкритому стані. Але струм затвора при цьому значний. Крім того, швидкодія транзистора в цьому режимі істотно зменшується із-за явища накопичення і розсмоктування заряду нерівноважних носіїв заряду.

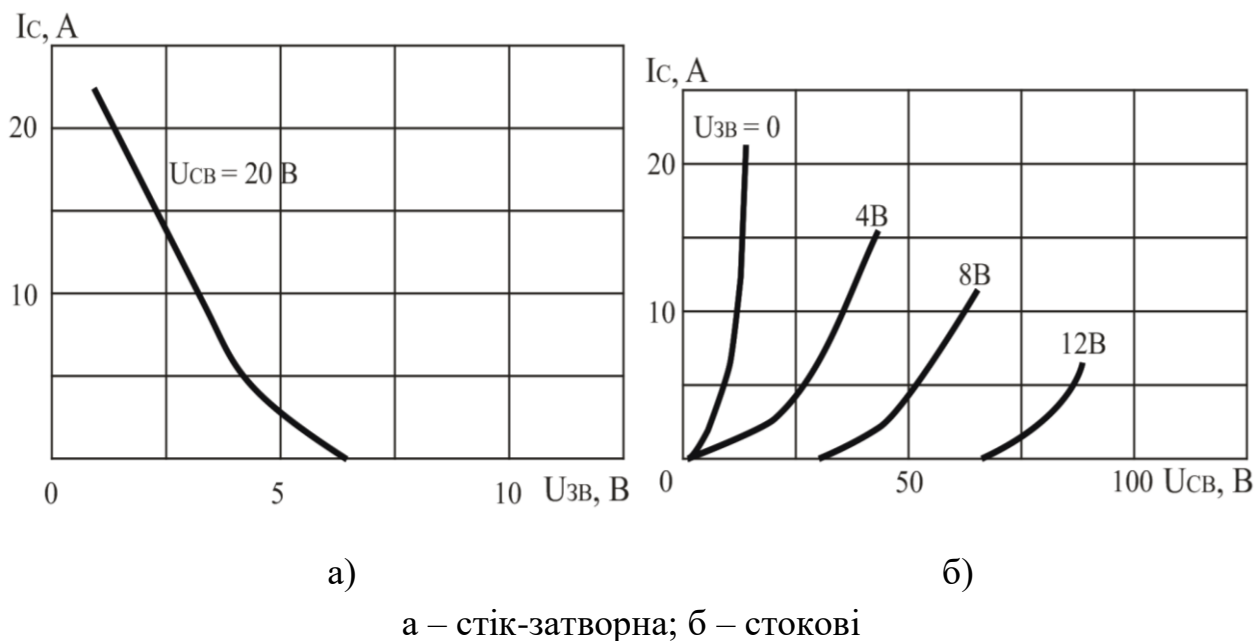


Рисунок 1.10 – Вольт-амперні характеристики SIT- транзистора

## 1.4 Тиристри

### 1.4.1 Повністю керовані тиристри (GTO)

Двоопераційний тиристор – прилад, що не тільки вмикається, але і вимикається керуючим сигналом: вмикається як звичайний тиристор, а вимикається подачею в коло керування імпульсу негативної напруги, чим забезпечується переривання струму в структурі за рахунок відведення об'ємного заряду з бази. Умовне позначення двоопераційного тиристора наведено на рисунку 1.11.

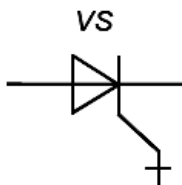


Рисунок 1.11 – Умовне позначення двоопераційного тиристора

Повністю керований тиристор – напівпровідниковий прилад в основі якого лежить класична чотирьохшарова структура. Скорочена його назва – GTO

(Gate Turn-Off Thyristor). Такий тиристор не тільки вмикається, але і вимикається керуючим сигналом: вмикається і вимикається подачею на керуючий електрод імпульсів струму відповідно позитивної і негативної полярності.

Такі тиристори масово випускаються на струми до 2,5 кА та напруги до 4,5 кВ з часом вимикання до 15 мкс. Їх застосування дає змогу спростити схему перетворення струму, бо не потрібні пристрої примусової комутації для створення зворотної напруги при вимиканні тиристорів. Компанія Mitsubishi Electric вже розробила та випускає ГТО на струм 6 кА та напругу 6 кВ з часом вимикання до 5 мкс.

Розробникам силових запираємих тиристорів необхідно було вирішити дві задачі. Перша – забезпечити рівномірний розподіл струму за поперечним перерізом кристалу при відпиранні тиристора, що дозволило б збільшити значення допустимої швидкості наростання анодного струму  $di_A/dt$ . Друга – прискорити процес виведення неосновних носіїв заряду з базових областей  $p_2$  і  $n_1$ , що дозволило б зменшити час, необхідний для відновлення запираючих властивостей тиристора.

Для вирішення першої задачі катодний шар (рисунок 1.12) розбитий на декілька сотень елементарних комірок, рівномірно розподілених по площі і з'єднаних паралельно. Для вирішення другої задачі базовий шар  $p_2$  з'єднується з керуючим електродом через велику кількість виводів (приблизно рівну числу катодних комірок), які також з'єднані паралельно і рівномірно розподілені по перерізу. Це забезпечує покращення умов виведення зарядів з базової області  $p_2$ . В анодному шарі формуються шунти з напівпровідника  $n$ -типу, які покращують вилучення зарядів з бази  $n_1$ , що також зменшує час вимикання тиристора.

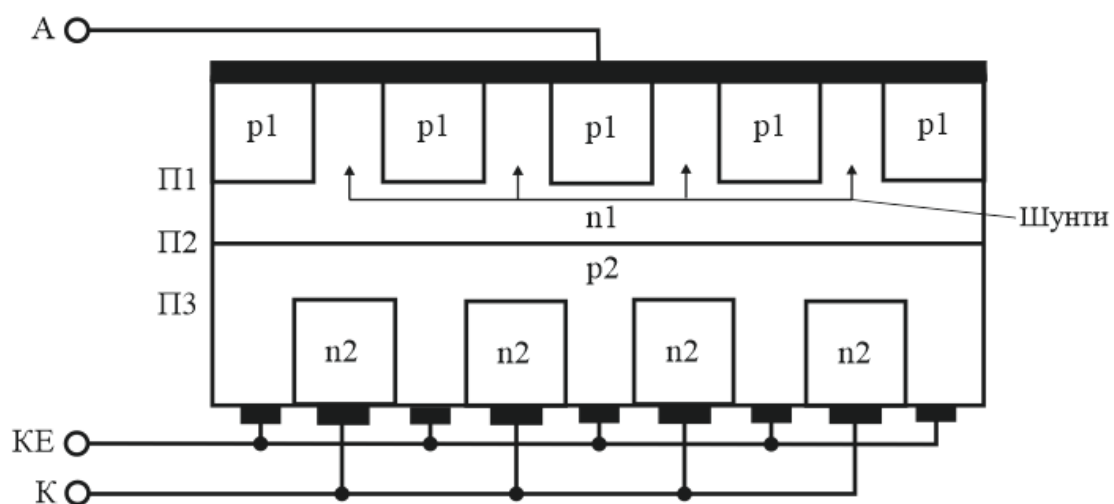


Рисунок 1.12 – Структура ГТО тиристора

На схематичному розрізі тиристорної структури (рисунок 1.12) верхній вивід – анодний. Анод контактує із шаром  $p_1$ . Далі розташовані: базовий шар  $n_1$ , базовий шар  $p_2$  (містить вивід керуючого електрода) і шар  $n_2$ , що безпосередньо контактує з катодним виводом. Чотири шари утворюють відповідно три  $p$ - $n$ -переходи: П1, П2, П3.

Вольт-амперна характеристика GTO тиристора повторює характеристику звичайного тиристора.

У циклі роботи GTO тиристора розрізняють чотири фази: вмикання, провідний стан, вимикання і блокуючий стан.

Наприкінці 90-х рр. XX ст. цією ж фірмою розроблені тиристорні структури, що запираються з комутацією струму в затвор керування, і мають назву (GCT (Gate Communicated Turn-Off Thyristor)). Однак, робота GCT можлива тільки за спеціальної конструкції корпусу електрода керування, яка забезпечує зниження індуктивності виводів до (2...4) мкГн. Це легко вирішується поєднанням GCT і пристрою формування імпульсів керування (драйвера) в єдиній конструкції, що називається інтегрованим GCT або IGCT (Integrated GCT).

Наявність у тиристорів внутрішнього позитивного зворотного зв'язку (зона негативного опору на ВАХ) надає їм декілька важливих властивостей.

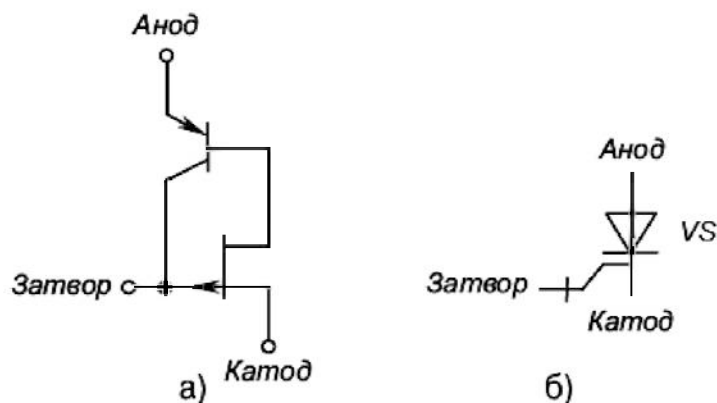
Головне: для вмикання тиристора достатньо в його коло керування подати короткий імпульс струму невеликої потужності. Далі відкритий стан підтримується за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку. Тому тиристори мають дуже великий коефіцієнт підсилення за потужністю (десятки тисяч).

Порівняно з транзисторами, тиристори більш стійкі до перевантажень, але мають досить вузький діапазон робочих частот (до сотень герц).

#### **1.4.2 Електростатичний тиристор**

Окрім розглянутих вище, в останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що з'явилися завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це, наприклад, електростатичні тиристори (або *SITH*- тиристори – Static Induction Thyristor). Технологія їх виготовлення настільки складна, що опанована у світі лише декількома фірмами. Відповідно їхня вартість досить висока.

Еквівалентна схема і позначення такого тиристора наведені на рисунку 1.13. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подачею на керуючий електрод позитивної відносно катода напруги.

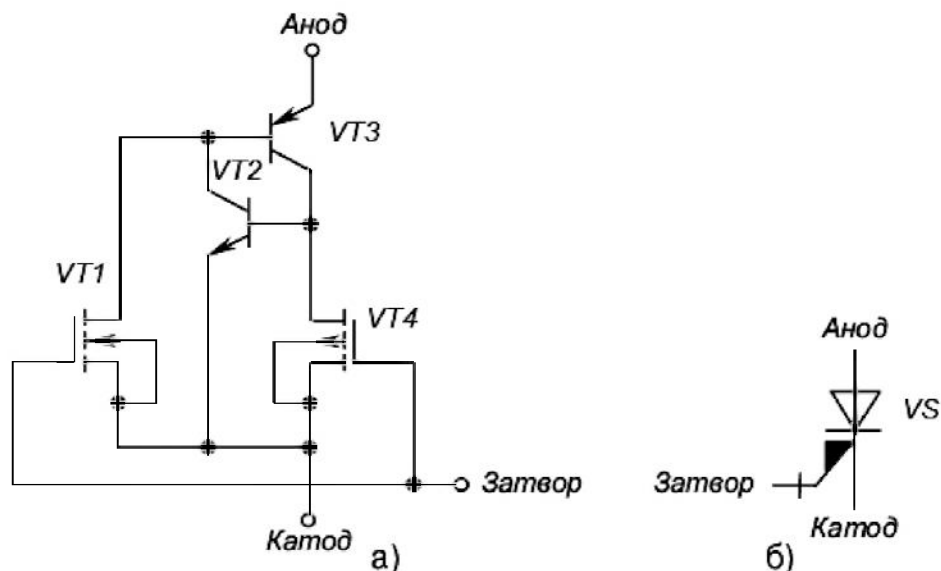


а – еквівалентна схема; б – умовне графічне позначення

Рисунок 1.13 – Електростатичний тиристор

### 1.4.3 Запираємий тиристор з МОН- керуванням

Найбільш перспективним із тиристорів для пристроїв енергетичної електроніки є тиристор, керований напругою – запираємий тиристор з МОН-керуванням (MCT-MOS-Controlled Thyristor). Його еквівалентна схема і позначення наведені на рисунку 1.14. Він містить МОН-структури з  $n$ - (VT4) та  $p$ - каналами (VT1) і тиристорну чотиришарову структуру  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  (VT2, VT3).



а – еквівалентна схема; б – умовне графічне позначення

Рисунок 1.14 – Запираємий тиристор з МОН- керуванням

Вмикають його подачею імпульсу напруги позитивної відносно катода полярності на затвор  $n$ - каналного МОН- транзистора VT1. Вимикання здій-

снюється подачею імпульсу напруги негативної полярності на затвор  $p$ -канального МОН- транзистора VT4, що на короткий час шунтує катодний перехід тиристорної структури: емітерний перехід транзистора VT2. Цим забезпечується мала потужність у колі керування приладу.

### 1.5 Силкові напівпровідникові модулі

У наш час найбільшого поширення набули так звані силкові напівпровідникові модулі, що являють собою сполучення поєднаних в одному корпусі декількох силових напівпровідникових приладів. Металева пластина – основа модулю, ізольована від струмопровідних частин і призначена для тепловідведення на зовнішній охолоджувач. Останній може бути спільним для декількох модулів, що значно спрощує конструкцію пристрою. Сам модуль герметизований у пластмасовому корпусі, що виконаний на металевій пластині і має виводи для підключення до зовнішніх електричних кіл. Виготовляються модулі з різним сполученням діодів, тиристорів і транзисторів.

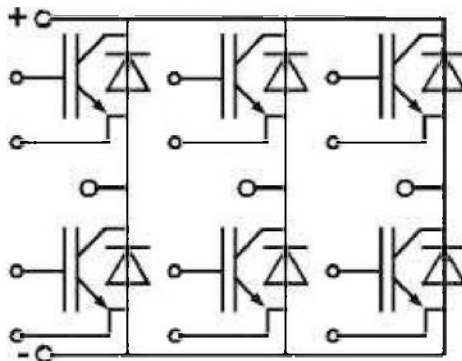


Рисунок 1.15 – Схема силового модулю

Останнім часом перспективним напрямком є використання силових інтелектуальних модулів (Smart Power Integrated Circuit / Intelligent Power Modules - IPM). Вони поряд з силовою схемою мають влаштований захист від перевантажень за струмом і температурою, забезпечують функцію захисту від перенапруги, мають властивість продовж тривалого часу стежити за процесами перемикання в схемі, обмежувати темп зростання температури і напруги. Вхідні кола, як правило, ізольовані від силових. Їх технологія будується на монолітній інтеграції силових та слабкострумових структур. Функціонально інтегральні модулі є зв'язувальною ланкою між схемою зовнішнього керування та споживачем.

Інтелектуальні модулі є ідеальними для забезпечення вимог щодо об'єднання функцій керування та захисту в одному приладі.

## **1.6 Порівняльна характеристика силових напівпровідникових приладів**

Перерахуємо керовані силові напівпровідникові прилади (дискретні або такі, що використовуються в модулях і силових інтегральних схемах), які найбільш широко застосовуються в даний час: IGBT, МДН- транзистор, біполярний транзистор, SIT, тиристор, симістор, запираємий тиристор.

Окремі типи всіх перерахованих вище транзисторів і тиристорів, що випускаються промисловістю, мають високі значення максимально допустимої напруги (сотні вольт) і максимально допустимих струмів (сотні ампер).

Існують конкретні типи тиристорів, запираємих тиристорів і IGBT, для яких максимально допустима напруга істотно більше 1000 В, а максимально допустимий струм істотно більше 1000 А. Рекордні значення максимально допустимої напруги і максимально допустимого струму по кожному силовому напівпровідниковому приладу постійно зростають.

Вибір напівпровідникового приладу, як основи пристрою силової електроніки, є відповідальним етапом. Від цього вибору сильно залежать техніко-економічні показники пристрою, що розробляється.

При виборі приладу часто доводиться враховувати велике число чинників. З технічних чинників зазвичай найбільш важливими є значення:

- комутованих струмів;
- комутованої напруги;
- вихідної потужності пристрою;
- частоти комутації (перемикання).

Характерні особливості силових напівпровідникових приладів необхідно враховувати при виборі приладу.

МДН- транзистор має найкращі динамічні властивості. Він має незаперечні переваги при підвищеній (більше 100 кГц) частоті комутації (оскільки інші прилади практично не можуть працювати на такій частоті). Іншими характерними перевагами МДН- транзистора є висока теплостійкість і простота формування сигналів керування.

IGBT відрізняється хорошими динамічними властивостями (частота комутації до 100 кГц). Високовольтний IGBT має меншу напругу у відкритому стані порівня-

но з відповідним МДН- транзистором. IGBT має високу теплостійкість. Для нього нескладно сформувати сигнали керування.

Біполярний транзистор характеризується малою напругою у відкритому стані. Проте його динамічні властивості невисокі (частота комутації до 10 кГц).

SIT в деяких випадках має меншу напругу у відкритому стані в порівнянні навіть з біполярним транзистором.

Тиристор здатний комутувати дуже великі струми і напругу, проте він може використовуватися при достатньо низькій частоті комутації (десятки, сотні та, іноді, тисячі герц).

В даний час найбільш перспективними силовими приладами є IGBT і МДН-транзистор.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 1**

1. Поясніть будову і принцип дії IGBT- транзисторів, наведіть їх умовне графічне позначення.
2. У чому полягає відмінність між МДН- та IGBT- транзисторами?
3. У чому особливість IGBT- транзисторів?
4. Наведіть схему вмикання IGBT- транзисторів.
5. Наведіть вольт-амперні характеристики IGBT- транзисторів.
6. Поясніть будову і принцип дії SIT- транзисторів, наведіть їх умовне графічне позначення.
7. У чому полягає відмінність між SIT- транзисторами та польовими транзисторами з керованим  $p-n$ -переходом?
8. У чому особливість SIT- транзисторів?
9. Наведіть схему вмикання SIT- транзисторів.
10. Наведіть вольт-амперні характеристики SIT- транзисторів.
11. Поясніть, як ввімкнути і як вимкнути тиристор?
12. Наведіть структуру і поясніть принцип дії повністю керованих тиристорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення повністю керованих тиристорів.
13. Поясніть призначення і будову силових напівпровідникових модулів.
14. Поясніть призначення і будову силових інтелектуальних модулів.
15. Наведіть порівняльну характеристику силових напівпровідникових приладів.



## РОЗДІЛ 2

### ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ: ВИПРЯМЛЯЧІ, СТАБІЛІЗАТОРИ, КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

#### 2.1 Загальні відомості

Функції, що виконуються перетворювачами, істотно розрізняються. Так, **випрямлячі** здійснюють перетворення змінного струму в постійний. **Ведені інвертори** (інвертори, ведені мережею) перетворюють енергію джерела постійного струму в змінний з віддачею її в мережу змінного струму, тобто здійснюють перетворення, зворотне випрямленню. **Автономні інвертори** перетворюють постійний струм в змінний з незмінною або регульованою частотою і які працюють на автономне (не пов'язану з мережею змінного струму) навантаження. У цьому головна відмінність автономних інверторів від ведених інверторів, що також перетворюють постійний струм в змінний, але які працюють на мережу змінного струму. **Безпосередні перетворювачі частоти** (перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком) перетворюють енергію мережі змінного струму в енергію змінного струму з частотою, що відрізняється від частоти живлячої мережі. **Перетворювачі змінної напруги** призначені для зміни напруги, що підводиться до навантаження, при живленні її на змінному струмі, а отже, зміни потужності, що передається в навантаження від мережі змінного струму. **Імпульсні перетворювачі постійної напруги (ІППН)** призначені для зміни значення постійної напруги. Вони служать для живлення навантаження постійною напругою, яка відрізняється за величиною від напруги джерела.

Некеровані випрямлячі призначені для перетворення змінної напруги в постійну нерегульованої величини.

На вході (рисунок 2.1) для перетворення змінної напруги джерела  $U_1$  (діюче значення) до значення  $U_2$ , що забезпечує необхідний рівень напруги на виході випрямляча, встановлюють силовий трансформатор (Т).

Подальший процес перетворення містить в собі ряд послідовних етапів - випрямлення, згладжування і стабілізацію, що ілюструють часові діаграми на рисунку 2.1, де зображені миттєві значення напруг.

На стадії випрямлення змінна напруга  $u_2$  з виходу трансформатора Т за допомогою вентиляльної групи (ВГ), яка складається з декількох вентилів – випрямних діодів, перетворюється в пульсуючу напругу одного напрямку  $u_B$ . Форма кривої  $u_B$ , як показано нижче, залежить від схеми випрямлення. Спільним є те, що значення  $u_B$  періодично змінюється (пульсує). Якщо навантаження ввімкнути безпосередньо на вихід ВГ, то струм у ньому  $i_H = u_B/R_H$  – також буде пульсуючим.

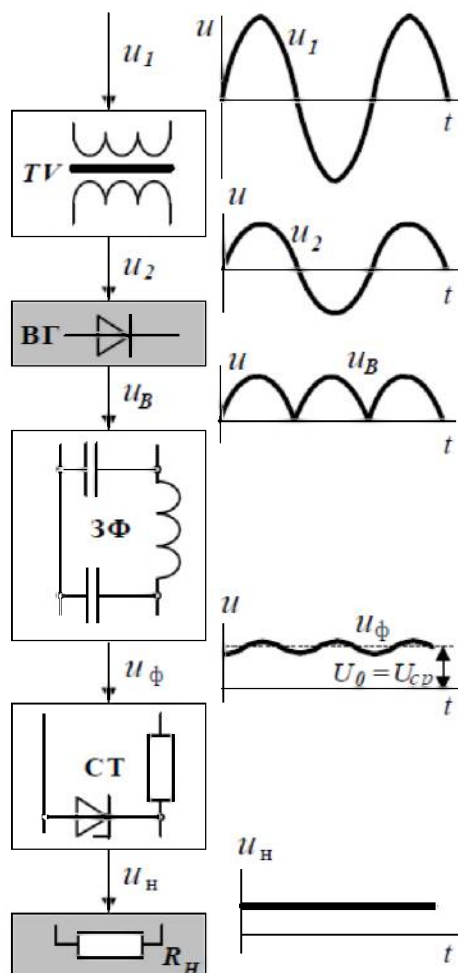


Рисунок 2.1 – Структурна схема некерованого джерела живлення постійного струму

Наявність гармонійних складових обумовлює додаткові витрати потужності на нагрівання. Пульсації струму в машинах постійного струму викликають шкідливі пульсації електромагнітного моменту. Практично неприпустимі пульсації напруги живлення в електронних колах.

Для зниження пульсацій випрямленої напруги (струму) до рівня, припустимого для роботи навантаження, застосовують згладжувальні фільтри (ЗФ) із застосуванням реактивних L і C елементів. При цьому змінні складові не про-

никають крізь фільтр, а на виході отримують практично незмінне значення  $U_0$ . Реальне значення напруги на виході фільтру  $u_{\Phi}$  (рисунок 2.1) має деякі пульсації відносно значення  $U_0$ , які значно менші ніж пульсації  $u_B$ .

Для живлення електронних пристроїв звичайно використовують стабілізатор напруги (СТ), що забезпечує постійність напруги на навантаженні  $R_H$  із змінюванням його опору, або напруги живлення  $U_1$ . У деяких випадках елементи, що подані на рисунку, можуть бути відсутніми (наприклад, трансформатор  $T$ , якщо напруга  $U_1$  відповідає значенню потрібної напруги на навантаженні, або стабілізатор СТ, якщо стабілізації напруги не потребується).

Випрямлячі середньої і великої потужності знаходять застосування для живлення постійним струмом різних промислових об'єктів і установок. Спільно з веденими інверторами їх використовують для живлення мережі постійного струму міського і залізничного транспорту, в лініях передач постійного струму, а також в реверсивних тиристорних перетворювачах, призначених для роботи на двигун постійного струму.

Безпосередні перетворювачі частоти застосовують для отримання змінної напруги, що має частоту нижче промисловою (50Гц), наприклад, в електроприводі змінного струму з синхронними і асинхронними двигунами, а також в електротермії.

Перетворювачі змінної напруги використовують для регулювання потужності електропечей опору, ламп розжарювання і люмінесцентних ламп, зварювальних апаратів, асинхронних електродвигунів, випрямлячів на особливо великі струми і напругу, а також в інших випадках.

Всі дані перетворювачі будують з використанням силових напівпровідникових приладів (діоди, тиристори та ін.) середньої і великої потужності. Загальною властивістю цих приладів є те, що вони можуть знаходитися в двох станах, що різко розрізняються: 1) закритому при дії зворотної напруги, а для тиристорів також прямої напруги, меншої напруги перемикачання  $U_{ПЕР}$ , і за відсутності струму в колі керуючого електроду; 2) відкритому при дії прямої напруги, а для тиристорів прямої напруги у поєднанні із струмом керуючого електроду. Прилади такого типу отримали назву електричних вентилів, причому діоди називають некерованими вентилями, а тиристори – керованими.

Кремнієві діоди і тиристори, що використовуються в перетворювачах середньої і великої потужності, мають зворотні струми (а для тиристорів і прямі струми в закритому стані) мінімально на 3...4 порядки менше, ніж прямі струми, що протікають через них у відкритому стані. При цьому прямі

падіння напруги на вентилях зазвичай в 100...1000 разів менше, ніж змінна або постійна напруга, що діє в їх анодних колах. Це дозволяє при аналізі процесів в перетворювачах середньої і великої потужності, як правило, нехтувати струмами вентилів при їх закритому стані і падінням напруги на вентилях при їх відкритому стані. Іншими словами, вентиля в таких перетворювачах зазвичай можна вважати ідеальними.

Випрямні установки середньої і великої потужності виконують переважно по багатофазних схемах. Застосування багатофазних схем знижує завантаження вентилів по струму, зменшує коефіцієнт пульсації і підвищує частоту пульсації випрямленої напруги, що полегшує завдання його згладжування. Разом з тим існують споживачі постійного струму, які через ті або інші умови отримують енергію від однофазних випрямлячів. Такі випрямлячі застосовують в залізничному транспорті на рухомому складі, електрифікованому на змінному струмі, їх використовують також в деяких видах зварювальних пристроїв і т.д.

Навантаженням автономного інвертора може бути одиничний споживач (асинхронний двигун, електрична установка) або розгалужена мережа споживачів (декілька навантажень, що працюють по своєму графіку).

Основою автономного інвертора є вентиляний перемикаючий пристрій, який може виконуватися по однофазних і трифазних схемах (з нульовим виводом або мостовий). Як ключі в автономних інверторах служать транзистори і одно- або двоопераційні тиристри. При використанні одноопераційних тиристорів схему доповнюють елементами, призначеними для комутації тиристорів. Одним з головних елементів є конденсатор. Важливо відзначити, що призначення конденсаторів може не обмежуватися лише замиканням тиристорів. Конденсатори можуть застосовуватися для формування кривої вихідної напруги інвертора і визначати характер процесів, що протікають в схемі. У зв'язку з цим схеми автономних інверторів підрозділяють на автономні інвертори напругу (АІН), автономні інвертори струму (АІС) і автономні резонансні інвертори (АРІ).

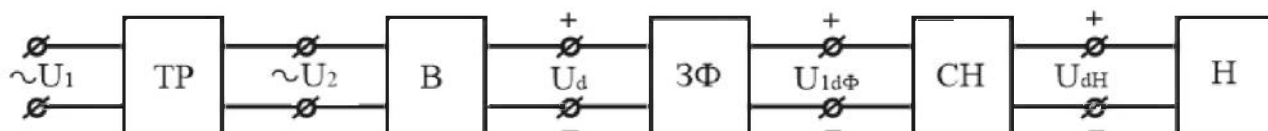
В основі принципу дії імпульсних перетворювачів постійної напруги (ІППН) лежить ключовий режим роботи регулюючого напівпровідникового приладу, який здійснює періодичне підключення напруги живлення до вихідного кола перетворювача. Малі падіння напруги на регулюючому приладі у відкритому стані і струм, що протікає, в закритому обумовлюють високий к.к.д. даних перетворювачів. Їх здатність регулювати вихідну напругу використовують при побудові регуляторів і стабілізаторів постійної напруги. ІППН

широко застосовують також в електроприводі для управління частотою обертання двигунів постійного струму. В цьому випадку схема перетворювача повинна забезпечувати управління не тільки потужністю, що віддається джерелом живлення в навантаження, але і потужністю від навантаження в джерело живлення, що необхідне, зокрема, при рекуперативному гальмуванні двигуна постійного струму.

Живлячою напругою ІППН можуть служити, наприклад, контактна мережа постійного струму міського або магістрального електрифікованого транспорту, а також різні джерела постійного струму: акумуляторні батареї, паливні елементи, сонячні батареї і т.д. Завдання регулювання постійної напруги за допомогою ІППН можна вирішувати і при первинній живлячій мережі змінного струму. В цьому випадку на вході ІППН включають некерований випрямляч. Система некерований випрямляч – ІППН є конкуруючим варіантом керованого випрямляча.

## 2.2 Однофазні випрямлячі змінного струму

При малій потужності навантаження задачу перетворення електричної енергії змінного струму в постійний струм вирішують за допомогою однофазних випрямлячів, які живляться від однофазної мережі змінного струму. Структурна схема малопотужного джерела живлення з однофазним випрямлячем показана на рисунку 2.2.



ТР – трансформатор; В – випрямляч; ЗФ – згладжувальний фільтр;  
СН – стабілізатор напруги; Н – навантаження

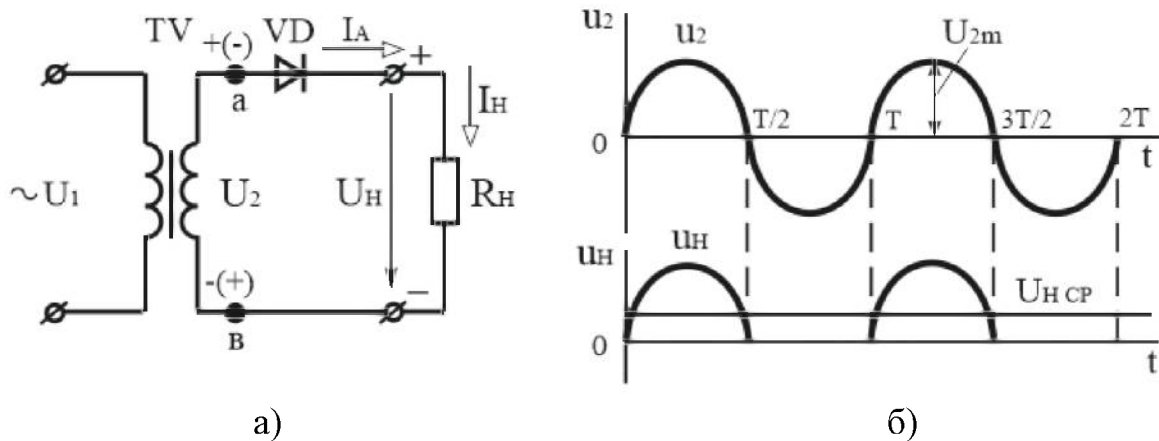
Рисунок 2.2 – Структурна схема малопотужного джерела живлення

Основою її є випрямляч (В) на одному або декількох діодах, які з'єднані за певною схемою. Функція трансформатора (ТР) зводиться до підвищення або зниження вторинної напруги  $U_2$  при заданій первинній напрузі  $U_1$  з метою отримання необхідної величини постійної напруги на виході. Для зменшення пульсації випрямленої напруги до виходу випрямляча підключають згладжувальний фільтр (ЗФ). Між згладжувальним фільтром та навантаженням (Н) іноді приєднують стабілізатор напруги (СН), який забезпечує підтримання з заданою

точністю необхідної величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення і струму навантаження.

### 2.2.1 Однофазний однопівперіодний випрямляч

Однофазний однопівперіодний випрямляч (рисунок 2.3, а) складається з трансформатора TV, до вторинної обмотки якого послідовно приєднані випрямний діод VD та резистор навантаження  $R_H$ .



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 2.3 – Однофазний однопівперіодний випрямляч

Принцип дії схеми розглянемо для випадку чисто активного навантаження  $R_H$  з використанням часових діаграм напруги (рисунок 2.3, б). При прикладенні півхвилі напруги  $u_1$  позитивної полярності на вторинній обмотці трансформатора діє напруга  $u_2$  з полярністю вказаною без дужок (інтервал 0-T/2 на рисунку 2.3, б). До анода діода VD прикладається напруга позитивної полярності, відносно точки в. Отже, на інтервалі 0-T/2 діод VD відкритий. Оскільки у відкритому стані падіння напруги на діоді мале, практично вся напруга  $u_2$  прикладається до навантаження  $R_H$ , створюючи на ній напругу  $u_H$ . На даному інтервалі анодний струм діода рівний струму навантаження  $I_A = I_H = U_2/R_H$ . В кінці інтервалу 0-T/2 напруга і струм в схемі досягають нульових значень.

При прикладенні напруги  $u_1$  негативної полярності полярність напруги  $u_2$  (показана в дужках) на вторинній обмотці трансформатора стає зворотною (інтервал T/2-T). При вказаній полярності напруги  $u_2$ , для діода вона виявляється зворотною і діод VD на інтервалі T/2-T закритий. Через нього протікає лише незначний зворотний струм. У закритому стані практично вся напруга  $u_2$  прикладається до діода VD, а напруга на навантаженні  $u_H = 0$ .

Таким чином, напруга і струм на резисторі  $R_H$  мають пульсуючий характер, тобто з'являються тільки в один з півперіодів напруги  $u_2$ . Тому випрямляч (рисунок 2.3, а) називають однопівперіодним.

### Основні параметри схем випрямлення:

- середнє значення випрямлених напруги  $U_d$  ( $U_{HCEP}$ ) та струму  $I_d$  ( $I_{HCEP}$ );
- амплітуди першої гармоніки напруги  $U_{d1m}$  та струму  $I_{d1m}$ ;
- діючі значення напруги  $U_2$  та струму  $I_2$  у вторинній обмотці трансформатора;
- діючі значення напруги  $U_1$  та струму  $I_1$  в первинній обмотці трансформатора;
- максимальне значення зворотної напруги  $U_{ЗВ\max}$ ;
- коефіцієнт пульсації  $K_{\Pi} = U_{d1m} / U_d$ .

Основні співвідношення для однопівперіодного випрямляча:

$$U_{HCEP} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,45 U_2 \quad (2.1)$$

або

$$U_2 = \frac{\pi U_{HCEP}}{\sqrt{2}} \approx 2,22 U_{HCEP}. \quad (2.2)$$

Струм

$$I_{HCEP} = 0,45 \frac{U_2}{R_H}; \quad (2.3)$$

$$I_2 \approx 1,57 I_{HCEP}. \quad (2.4)$$

Коефіцієнт пульсації

$$K_{\Pi} \approx 1,57. \quad (2.5)$$

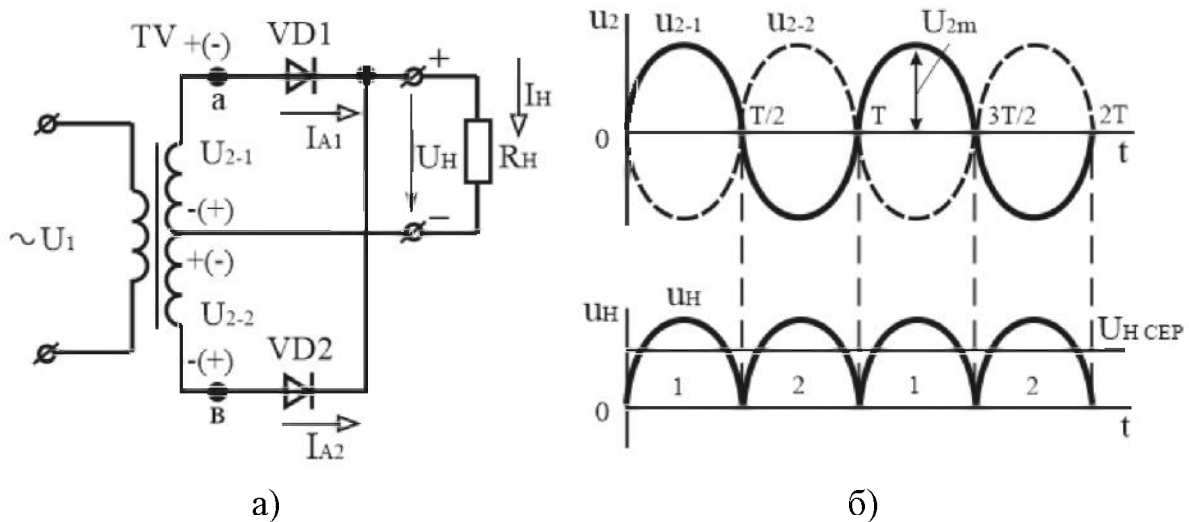
### 2.2.2 Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом (рисунок 2.4, а) складається з трансформатора  $TV$ , діодів  $VD1$ ,  $VD2$  та резистора навантаження  $R_H$ .

При прикладенні півхвилі напруги  $u_1$  позитивної полярності на вторинних обмотках трансформатора діють напруги  $u_{2-1}$  та  $u_{2-2}$  з полярністю відносно ну-

льової точки вказаною без дужок (інтервал  $0-T/2$  на рисунку 2.4, б). До анода діода VD1 відносно нульової точки прикладається напруга позитивної полярності, а до анода діода VD2 – негативної.

При вказаній полярності напруги на анодах діод VD1 на інтервалі  $0-T/2$  відкритий, а діод VD2 закритий. Практично вся напруга  $u_{2-1}$  прикладається до навантаження  $R_H$  (оскільки падіння напруги на діоді у відкритому стані мале), створюючи на ньому напругу  $u_H$ . На даному інтервалі анодний струм діода рівний струму навантаження  $I_{A1} = I_H = U_{2-1}/R_H$ .



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 2.4 – Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

При прикладенні напруги  $u_1$  негативної полярності полярність напруги на вторинних обмотках стає зворотною (інтервал  $T/2-T$ ). У відкритому стані знаходиться діод VD2, а діод VD1 закритий. До навантаження  $R_H$  прикладається напруга  $u_{2-2}$ , що визначає напругу  $u_H$  тієї ж полярності, що і на попередньому інтервалі. Тепер струми в схемі визначаються півхвилею напруги позитивної полярності  $u_{2-2}$ :  $I_{A2} = I_H = U_{2-2}/R_H$ .

У подальшому процесі в схемі повторюються.

Основні співвідношення для однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом:

$$U_{HCEP} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9U_2 \quad (2.6)$$

або



$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{HCEP} \approx 1,11 U_{HCEP}. \quad (2.7)$$

Коефіцієнт пульсацій

$$K_{II} = 0,67. \quad (2.8)$$

Середній струм через діод

$$I_A = \frac{I_{HCEP}}{2}. \quad (2.9)$$

Зворотна напруга, що прикладається до закритого діода

$$U_{3B \max} = 2\sqrt{2} U_2 \quad (2.10)$$

або

$$U_{3B \max} = \pi U_{HCEP}. \quad (2.11)$$

Струм

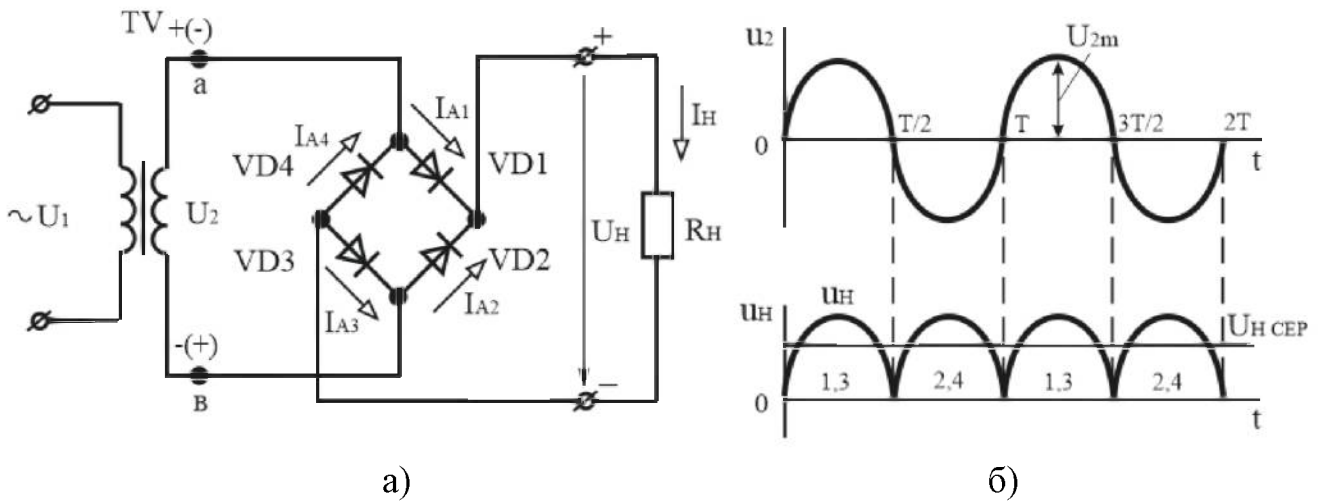
$$I_2 = \frac{\pi}{4} I_{HCEP}. \quad (2.12)$$

### 2.2.3 Однофазний мостовий випрямляч

До схеми однофазного мостового випрямляча (рисунок 2.5, а) входять трансформатор з однією вторинною обмоткою і випрямний міст з чотирьох діодів VD1-VD4.

Діоди VD1, VD3 відкриті на інтервалі 0-T/2 при півхвилі напруги  $u_2$  позитивної полярності (вказана без дужок), яка створюється під дією напруги  $u_1$ . Відкриті діоди VD1, VD3 забезпечують зв'язок вторинної обмотки трансформатора з навантаженням, створюючи на ній напругу  $u_H$  тієї ж полярності, що і напруга  $u_2$ .

За наявності півхвилі напруги  $u_1$  негативної полярності на інтервалі T/2-T полярність напруги зворотна. Під її дією відкриті діоди VD2, VD4 підмикають напругу  $u_2$  до навантаження з тією ж полярністю, що і на попередньому інтервалі.



а – схема; б – часові діаграми напруги

Рисунок 2.5 – Однофазний мостовий випрямляч

Основні співвідношення для однофазного мостового випрямляча визначаються співвідношеннями (2.6 - 2.8).

Максимальна зворотна напруга визначається амплітудним значенням напруги  $u_2$

$$U_{ЗВ\max} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_{HCEP}, \quad (2.13)$$

тобто вона вдвічі менше, ніж в схемі з виведенням нульової точки.

Струм  $I_2$  знаходять за формулою

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}I_{HCEP}. \quad (2.14)$$

Перевагами мостової схеми випрямляча є більш простий трансформатор, що містить тільки одну вторинну обмотку, і меншу зворотну напругу, на яку слід вибирати діоди. Вказані переваги компенсують недолік схеми, що полягає в більшому числі діодів.

Випрямлячі призначені для живлення постійним струмом різних систем і пристроїв промислової електроніки, які вирішують завдання керування, регулювання, контролю, відображення інформації і т. д.

## 2.3 Трифазні випрямлячі

Для живлення навантажень середньої і великої потужності використовують трифазні випрямні схеми, які мають порівняно з однофазними багато переваг:

- краще використовуються випрямні діоди за струмом;
- суттєво нижчий коефіцієнт пульсацій;
- ефективне використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективне використання згладжуючих фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підключаються через трифазні трансформатори, обмотки яких з'єднуються «зіркою» або «трикутником». Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

- 1) однопівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича);
- 2) двопівперіодна мостова (схема Ларіонова).

### 2.3.1 Трифазний однопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Однопівперіодна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) наведена на рисунку 2.6.

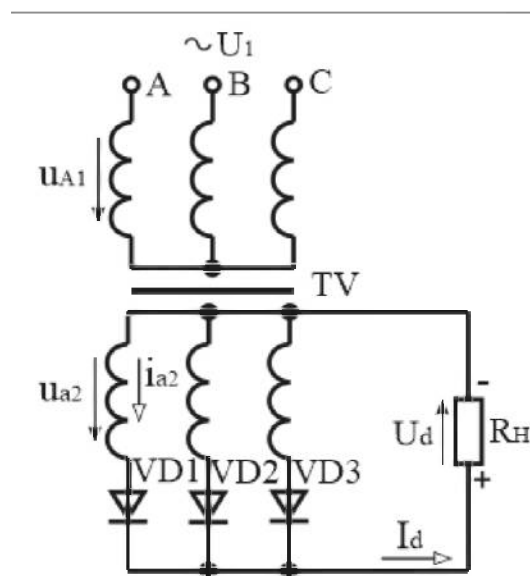


Рисунок 2.6 – Схема трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора

Ця схема складається із трифазного трансформатора TV, випрямних діодів VD1-VD3 та резистора навантаження  $R_H$ , який увімкнений між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однопів-

вперіодних випрямляча, ввімкнених паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як «зіркою», так і «трикутником» (забезпечуючи, наприклад, підключення до мережі з фазною напругою 220 В або 127 В), а вторинні – лише «зіркою». Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого на даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

Роботу схеми трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора ілюструють часові діаграми, які наведені на рисунку 2.7.

Як слідує із діаграм, наприклад, на інтервалі  $t_1-t_2$  найбільш позитивна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази А, тому у провідному стані знаходиться діод VD1. Але на інтервалі  $t_2-t_3$  він закритий лінійною напругою  $u_{ab}$  або  $u_{ac}$ : анод має потенціал фази  $u_{a2}$ , а катод – потенціал фази  $u_{b2}$  або  $u_{c2}$ .

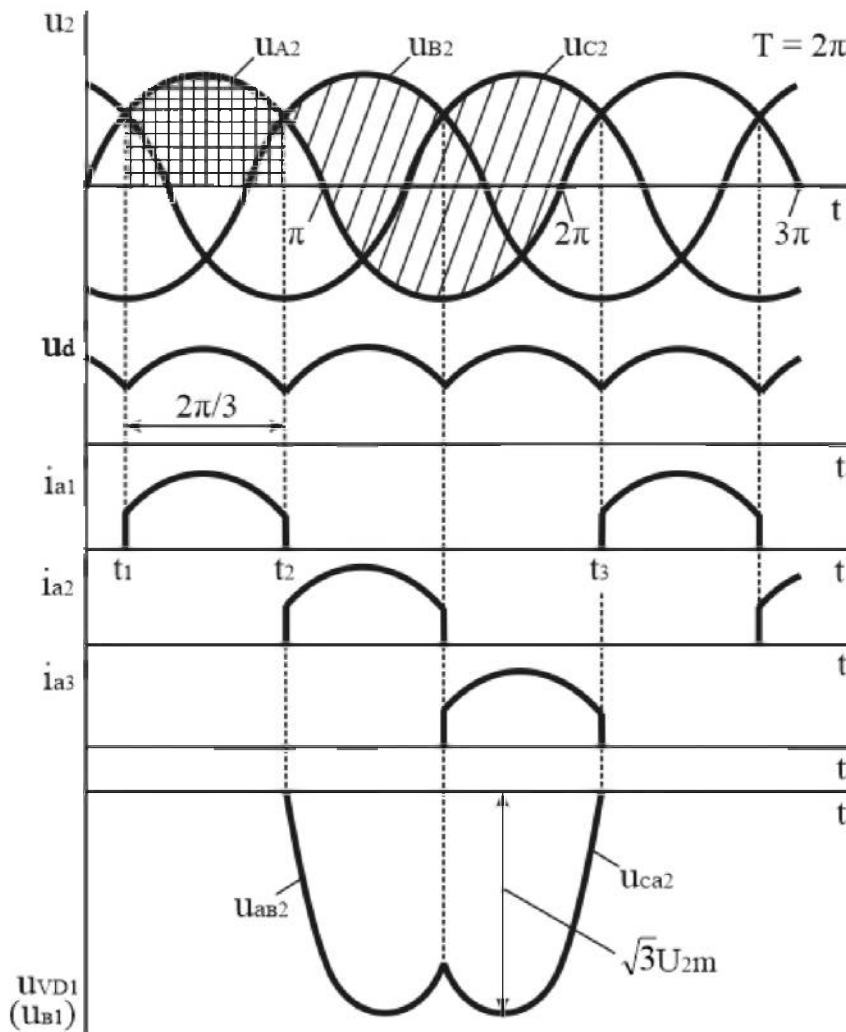


Рисунок 2.7 – Часові діаграми роботи трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Виведемо основні розрахункові співвідношення для схеми Міткевича, для чого розглянемо діаграму напруги на навантаженні  $u_d$  на інтервалі  $(-\pi/3)-0-(\pi/3)$ .

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \sqrt{3} = 1,17 U_{2\phi} . \quad (2.15)$$

Тоді

$$U_{2\phi} = 0,85 U_d \quad (2.16)$$

Максимальна напруга на діоді

$$U_{3B \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,09 U_d . \quad (2.17)$$

Середнє значення струму через діод

$$I_a = \frac{I_d}{3} . \quad (2.18)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при  $m = 3$ )

$$k_{II} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25 . \quad (2.19)$$

Частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі.

Недоліком даної схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якої однопольової схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і в одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу (підвищеної встановленої потужності)

$$S_T = 1,35 P_d . \quad (2.20)$$

### 2.3.2 Трифазний двопівперіодний мостовий випрямляч

Трифазна мостова схема (схема Ларіонова) наведена на рисунку 2.8. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як «зіркою», так і «трикутником». Можливість з'єднання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у  $\sqrt{3}$  раз.

Надалі будемо розглядати схему при з'єднуванні вторинних обмоток у «зірку».

Шість випрямних діодів увімкнені у трифазну мостову схему і утворюють дві групи: анодну – VD1, VD2, VD3 та катодну – VD4, VD5, VD6.

Навантаження підмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, що підключені до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один з таких мостів на схемі обведено штрихпунктирною лінією.

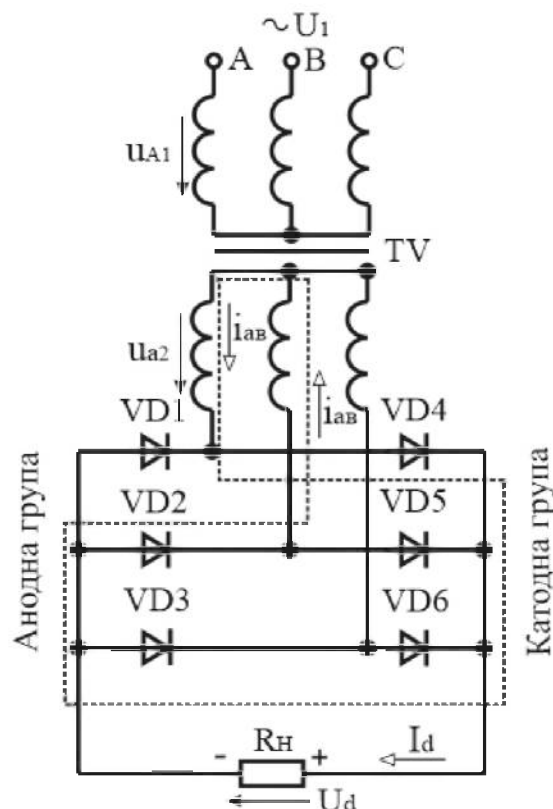


Рисунок 2.8 – Схема трифазного мостового випрямляча

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один з анодної групи і один з катодної. Причому струм у схемі протікає від фази з найбільш позитивною на даний момент напругою до фази з найбільш негативною напругою, як,

наприклад, струм  $i_{ab}$  у момент часу, що відповідає  $t_1$ , показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рисунку 2.9. На діаграмі  $u_d = f(t)$  також вказані проміжки часу, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

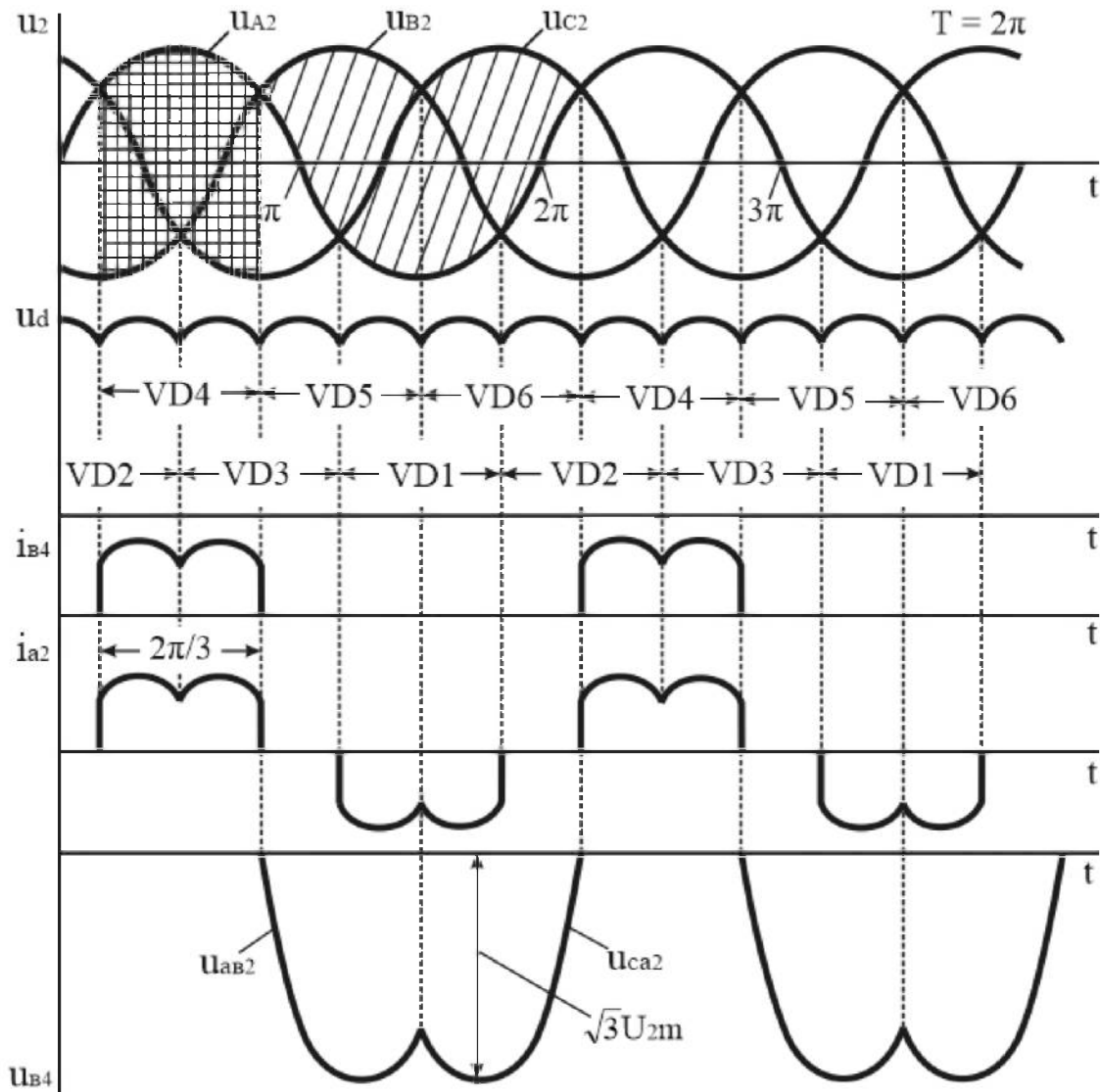


Рисунок 2.9 – Часові діаграми роботи трифазного мостового випрямляча

Час протікання струму через кожен з діодів відповідає  $2\pi/3$ . Основні розрахункові співвідношення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \sqrt{3} = 2,34 U_{2\phi}, \quad (2.21)$$

$$U_{2\phi} = 0,425 U_d. \quad (2.22)$$

Максимальна напруга на діоді

$$U_{3B \max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 1,045U_d . \quad (2.23)$$

Середнє значення струму через діод

$$I_a = \frac{I_d}{3} . \quad (2.24)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при  $m = 6$ )

$$k_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,057 . \quad (2.25)$$

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів.

Встановлена потужність трансформатора

$$S_T = 1,05P_d . \quad (2.26)$$

У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках (див. діаграму  $i_{a2}$  на рисунку 2.9).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

- 1) при рівних фазних напругах середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);
- 2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж шість відсотків), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без згладжувального фільтра;
- 3) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова в два рази більша, але на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, який в схемі Міткевича повинен бути приблизно на тридцять відсотків потужнішим.



**Порівняння схем і області використання.** Вибір схеми випрямлення для конкретних умов є достатньо складним завданням і передбачає врахування цілої низки факторів. Для зручності порівняння розглянутих вище схем випрямлення їхні показники об'єднані в таблиці 1.

Таблиця 1 – Основні параметри некерованих випрямлячів при роботі на активне навантаження

| Параметри   | Схеми випрямлення                        |   |   |  |  |
|---|--|---|---|--|--|
|   | однофазні                                |   |   | трифазні   |  |
|   | однона-<br>півпері-<br>одна              | двонапівперіодні                        |   | з нульовим<br>виводом                              | мостова  |
|   |  | з нульовим<br>виводом                   | мостова                                 |  |  |
| Середнє значення<br>випрямленої<br>напруги, $U_{CP}$                  | $0,45 \cdot U_2$<br>$0,318 \cdot U_{2m}$ | $0,9 \cdot U_2$<br>$0,636 \cdot U_{2m}$ | $0,9 \cdot U_2$<br>$0,636 \cdot U_{2m}$ | $1,17 \cdot U_{2\phi}$<br>$0,83 \cdot U_{2\phi m}$ | $2,34 \cdot U_{2\phi}$<br>$1,66 \cdot U_{2\phi m}$ |
| Кількість діодів  | 1  | 2                                       | 4                                       | 3  | 6  |
| Середнє значення<br>струму діода, $I_{VDCP}$                          | $I_{HCP}$                                | $0,5 \cdot I_{HCP}$                     | $0,5 \cdot I_{HCP}$                     | $I_{HCP}/3$  | $I_{HCP}/3$  |
| $I_2/I_{CP}$  | $\pi/2$                                  | 0,785                                   | 1,11                                    | 0,577  | 0,817  |
| Максимальна<br>зворотна напруга<br>на діоді, $U_{ЗВМАХ}$              | $\pi \cdot U_{CP}$<br>$U_{2m}$           | $\pi \cdot U_{CP}$<br>$2U_{2m}$         | $1,57 \cdot U_{CP}$<br>$U_{2m}$         | $2,09 \cdot U_{CP}$<br>$U_{2\phi m}$               | $1,05 \cdot U_{CP}$<br>$U_{2\phi m}$               |
| Кількість пульса-<br>цій випрямленої<br>напруги $m_{\Pi}$             | 1  | 2                                       | 2                                       | 3  | 6  |
| Частота першої<br>гармоніки<br>( $k = m_{\Pi}$ ), Гц                  | 50                                       | 100                                     | 100                                     | 150  | 300  |
| Коефіцієнт<br>пульсацій $K_{\Pi}$                                     | 1,57                                     | 0,667                                   | 0,667                                   | 0,25   | 0,057  |
| Потужність<br>трансформатора<br>$S_T/P_d$<br>( $P_d = U_{CP}I_{CP}$ ) | 3,09                                     | 1,48                                    | 1,23                                    | 1,35   | 1,05   |
| Можливе<br>використання без<br>трансформатора                         | так                                      | ні                                      | так                                     | лише в<br>мережах з<br>нульовим<br>виводом.        | так  |

Так, з точки зору забезпечення найменших пульсацій напруги на виході перевагу має трифазна мостова схема випрямлення ( $K_{\Pi} = 0,057$ ). Вона використовується практично без фільтра, що особливо важливо для потужних приймачів. Тому мостова схема, незважаючи на велику кількість діодів, є основною для живлення двигунів постійного струму та інших потужних промислових приймачів. Проте може використовуватися і однофазна мостова схема, наприклад, на електровозах, де мережа однофазна.

Для малопотужних приймачів, де проблема згладжування пульсацій вирішується достатньо просто, або зовсім не стає, використовуються переважно схеми з мінімальною кількістю діодів. Наприклад, з потужностями до 10 Вт, у зарядних пристроях та ін., використовується однонапівперіодна схема.

Важливим показником для обирання схеми є зворотна напруга. Так, за високих значень напруги  $U_2$  мостова однофазна схема має переваги порівняно з нульовою, хоча з однаковими  $U_{\text{СЕР}}$  і  $K_{\Pi}$  має більшу кількість діодів, тому, що можна використати діоди з удвічі меншою напругою  $U_{\text{ЗВ МАХ}}$ .

## 2.4 Випрямлячі з множенням напруги

**Випрямлячі з множенням напруги** дозволяють отримати на виході пристрою напругу, в будь-яке число разів більше напруги на його вході.

Схема послідовного подвоювача напруги наведена на рисунку 2.10. Стабільність роботи цього подвоювача вище, а пульсації нижчі, ніж в схемі паралельного подвоювача напруги.

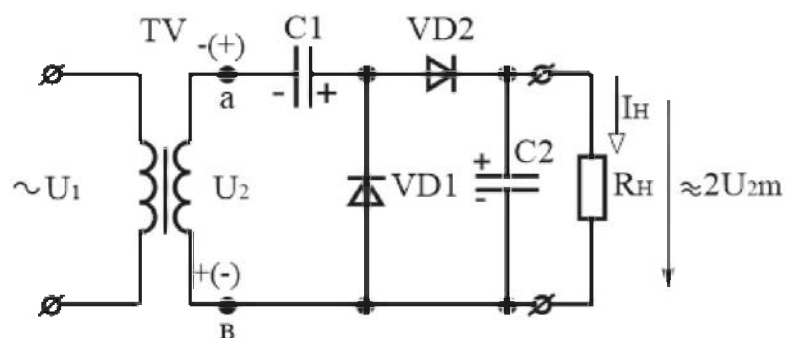


Рисунок 2.10 – Схема послідовного подвоювача напруги

Послідовний подвоювач напруги працює таким чином. У один з півперіодів вхідної напруги, коли потенціал точки *b* вище за потенціал точки *a*, конденсатор  $C_1$  заряджається через відкритий діод  $VD_1$  до амплітудного значення вхі-

дної напруги  $U_{2m}$ . В цей час діод VD2 закритий. У другий півперіод потенціал точки *b* нижче за потенціал точки *a*, конденсатор C2 заряджається через відкритий діод VD2 до подвоєного амплітудного значення вхідної напруги  $2U_{2m}$ . Напруга на конденсаторі C2 складається з вхідної напруги і напруги на конденсаторі C1.

На рисунку 2.11 наведена схема випрямляча з множенням напруги другого роду, де додані ланки з діодів і конденсаторів.

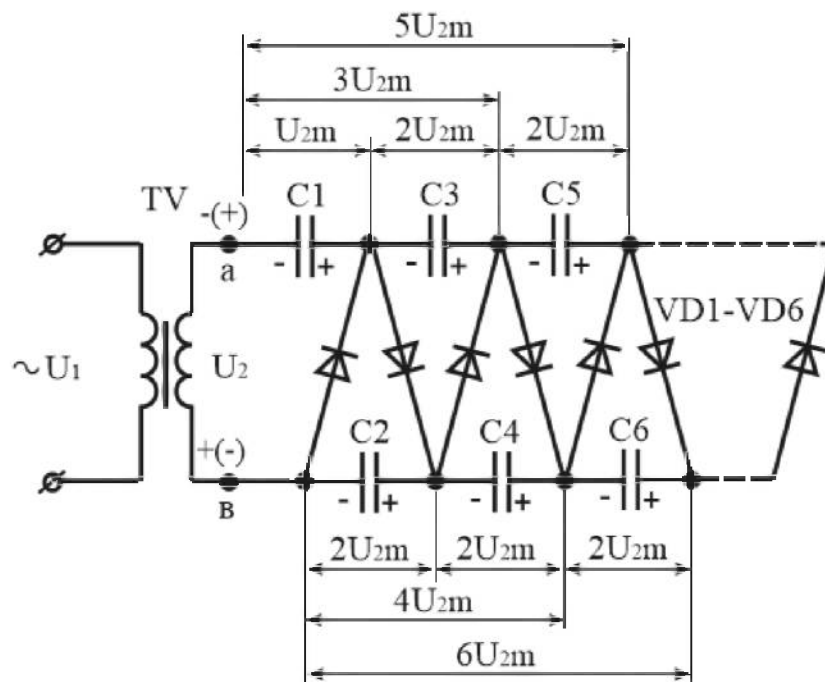


Рисунок 2.11 – Схема випрямляча з множенням напруги другого роду

## 2.5 Стабілізатори

**Стабілізатори** – це електронні пристрої, призначені для автоматичного підтримування незмінного (заданого) значення напруги (струму) на виході вторинного джерела живлення із заданим ступенем точності при дії різних дестабілізуючих чинників. Основними дестабілізуючими чинниками є: коливання напруги мережі живлення, зміна опору (струму) навантаження, зміна температури.

### 2.5.1 Класифікація стабілізаторів

Класифікація стабілізаторів:

- за способом стабілізації: параметричні та компенсаційні;

- за способом регулювання: неперервної дії та імпульсні стабілізатори;
- за родом стабілізованої величини: стабілізатори напруги і стабілізатори струму;
- за видом напруги: стабілізатори постійної напруги, стабілізатори змінної напруги.

Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійного елемента стабілізатора в залежності від зміни дестабілізуючого чинника, а стабілізатор називають параметричним.

У компенсаційному методі стабілізації у вимірювальному елементі порівнюється величина, що стабілізується, і виробляється сигнал розузгодження. Цей сигнал перетворюється, підсилюється і подається на регулюючий елемент. Такий стабілізатор називають компенсаційним.

### 2.5.2 Параметричні стабілізатори

Схема параметричного стабілізатора напруги наведена на рисунку 2.12. Вона складається з баластного резистора  $R_B$  і стабілітрона  $VD$ . Стабілізатор підмикається до виходу випрямляча з фільтром. Навантаження  $R_H$  увімкнене паралельно стабілітрону.

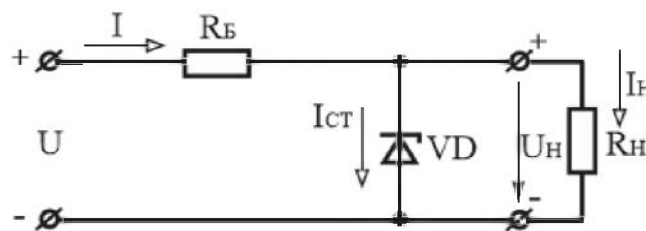


Рисунок 2.12 – Схема параметричного стабілізатора напруги

Особливості роботи такого стабілізатора напруги засновані на тому, що напруга стабілітрона на зворотній гілці його вольт-амперної характеристики змінюється незначно в широкому діапазоні зміни зворотного струму стабілітрона. Зміна напруги на вході стабілізатора зумовлює значну зміну струму стабілітрона при незначній зміні напруги на ньому.

Стабілізатори характеризуються коефіцієнтом стабілізації напруги, який для параметричних стабілізаторів складає  $K_{CT} = 20 \dots 50$ .

Рівняння електричної рівноваги для такого стабілізатора має вигляд

$$U = U_H + IR_B, \quad (2.27)$$

де  $R_B$  – баластний резистор, необхідний для зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу навантаженні.

Опір баластного резистора  $R_B$  вибирають таким, щоб при номінальному значенні напруги джерела  $U$ , напруга і струм стабілітрона також відповідали номінальним значенням  $I_{CT.H}$ . Величину  $I_{CT.H}$  визначають за паспортними даними стабілітрона за виразом

$$I_{CT.H} = \frac{I_{CT.min} + I_{CT.max}}{2}. \quad (2.28)$$

Тоді з рівняння (2.27), визначаємо опір баластного резистора

$$R_B = \frac{U - U_{CT.H}}{I_{CT.H} + I_H}, \quad (2.29)$$

де  $I_H = P_H / U_H$ ;  $U \approx U_d$ ;  $I = I_{CT.H} + I_H$ .

Роботу параметричного стабілізатора розглянемо за допомогою вольт-амперної характеристики стабілітрона і прямої навантаження (рисунок 2.13).

Характеристика навантаження будується (при номінальній напрузі джерела) по двох точках, а саме: точка А з координатами  $U_{CT.H}$ , і точка Б на осі ординат, яка визначається за виразом  $I = U/R_B$ . Через ці точки будують пряму навантаження. Якщо напруга  $U$ , що подається на вхід стабілізатора, збільшиться на  $\Delta U$  із-за підвищення, наприклад, напруги мережі, тоді характеристика навантаження баластного резистора  $R_B$  переміститься паралельно самій собі і займе положення, що відповідає струму  $I_{CT.max}$  і напрузі  $U'_H$ . Напруга  $U_{CT} = U_H$  залишиться практично незмінною. Напруга на стабілітроні залишиться незмінною також при зниженні вхідної напруги стабілізатора та при змінах струму навантаження.

Переваги параметричних стабілізаторів – простота конструкції і надійність роботи, недолік – низькі коефіцієнт стабілізації та ккд, а також вузький і нерегульований діапазон напруги, що стабілізується.

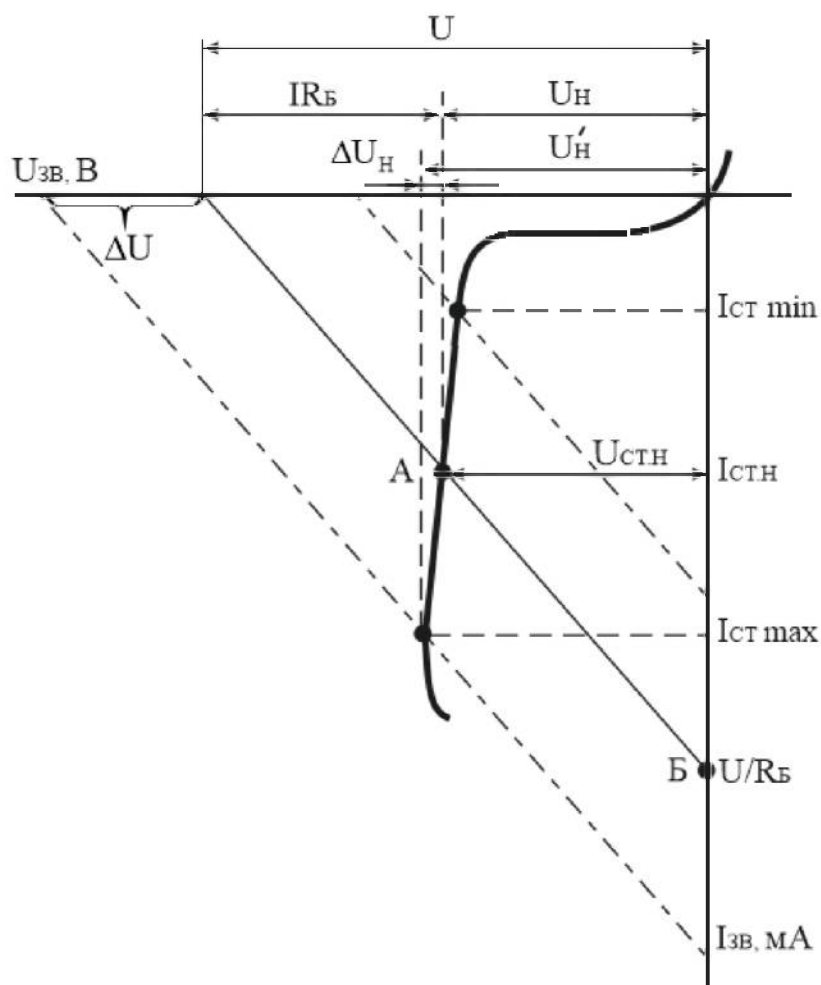
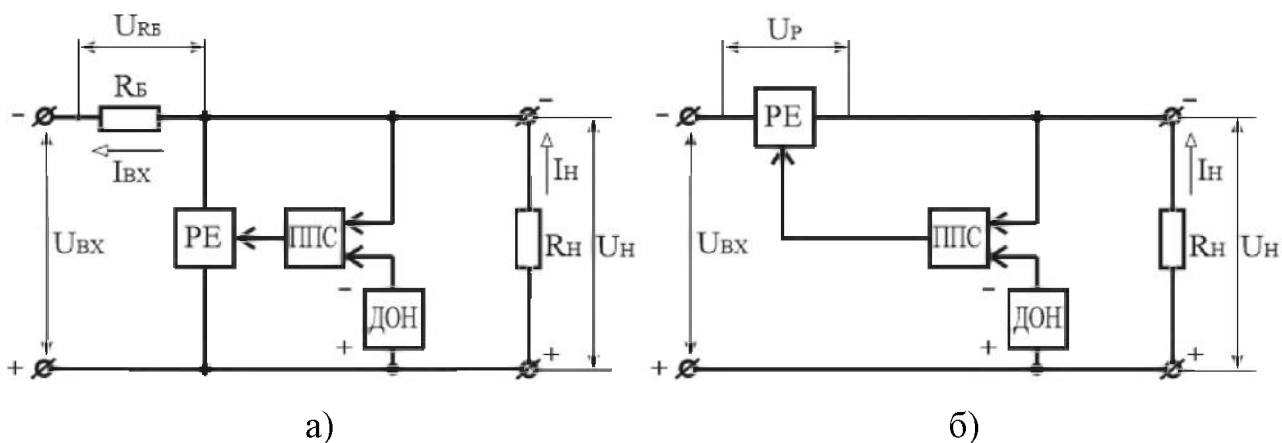


Рисунок 2.13 – Графічна інтерпретація принципу роботи параметричного стабілізатора напруги

### 2.5.3 Компенсаційні стабілізатори

Компенсаційні стабілізатори напруги мають вищий коефіцієнт стабілізації ( $K_{CT} \geq 50$ ) і менший вихідний опір в порівнянні з параметричними. Їх принцип роботи заснований на тому, що зміна напруги на навантаженні (під дією зміни  $U_{ВХ}$  або  $I_H$ ) передається на регулюючий елемент, що спеціально вводиться в схему і перешкоджає зміні напруги  $U_H$ .

Регулюючий елемент (транзистор) може бути увімкнений або паралельно навантаженню, або послідовно з ним. Залежно від цього розрізняють два типи компенсаційних стабілізаторів напруги: паралельні (рисунок 2.14, а) і послідовні (рисунок 2.14, б).



а – паралельного типу; б – послідовного типу

Рисунок 2.14 – Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів напруги

Дія на регулюючий елемент (РЕ) в обох типах стабілізаторів здійснюється керуючою схемою в яку входять підсилювач постійного струму (ППС) і джерело опорної напруги (ДОН). За допомогою ДОН проводять порівняння напруги на навантаженні з опорною напругою. Функція ППС зводиться до підсилення різниці порівнюваної напруги і подачі підсиленого сигналу безпосередньо на регулюючий елемент.

У схемі (рисунок 2.14, а) стабілізація напруги на навантаженні досягається, як і в параметричному стабілізаторі, зміною напруги на баластному резисторі  $R_b$  шляхом зміни струму регулюючого елемента.

У схемі (рисунок 2.14, б) регулюючий елемент увімкнений послідовно з навантаженням. Стабілізація напруги на навантаженні здійснюється шляхом зміни напруги на регулюючому елементі. Струм регулюючого елемента тут рівний струму навантаження.

Відповідно до розглянутого, принцип дії компенсаційних стабілізаторів напруги заснований на зміні опору регулюючого елемента.

Енергетичні показники (зокрема ккд) послідовних стабілізаторів напруги вищі, ніж паралельних. Це є головною причиною того, що послідовні стабілізатори знайшли найбільше застосування на практиці. З переваг паралельних стабілізаторів слід зазначити їх не критичність до перевантажень за струмом, зокрема коротким замиканням вихідного кола. Послідовні стабілізатори вимагають пристроїв захисту регулюючого елемента при перевантаженнях за струмом.

Принципова схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу наведена на рисунку 2.15.

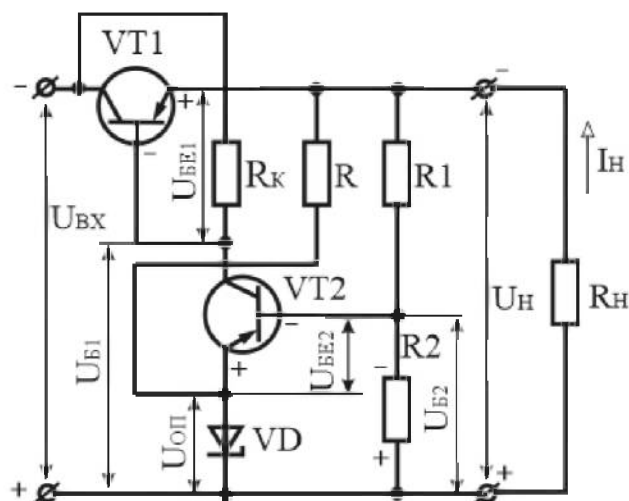


Рисунок 2.15 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу

Транзистор VT1 служить регулюючим елементом, а ППС виконаний на транзисторі VT2. Джерелом опорної напруги є стабілітрон VD, який увімкнений в коло емітера транзистора VT2. Резистори R1, R2 є елементами вхідного дільника напруги. Напруга між базою і емітером транзистора VT2

$$U_{BE2} = \frac{R2}{R1 + R2} U_H - U_{оп}. \quad (2.30)$$

Резистор R використовують для виведення стабілітрона VD на робочу ділянку характеристики, якщо струм  $I_{E2}$  транзистора VT2 малий.

Припустимо, що під дією зменшення вхідної напруги  $U_{BX}$  напруга  $U_H$  стала менше номінальної. Зниження напруги  $U_H$  викликає зменшення напруги на базі  $U_{B2}$  та напруги  $U_{BE2}$  транзистора VT2, а отже і його струмів  $I_{B2}$  та  $I_{K2}$ . Зменшення струму  $I_{K2}$  приводить до меншого падіння напруги на резисторі  $R_K$  та збільшенню напруг  $U_{B1}$  та  $U_{BE1}$  транзистора VT1. Внаслідок збільшення напруги  $U_{BE1}$  напруга  $U_{KE1}$  транзистора VT1 зменшується та підвищується тим самим майже до попередньої величини напруга  $U_H$ . Подібно до розглянутого, здійснюється компенсація зміни напруги  $U_H$  при збільшенні  $U_{BX}$ , а також при змінах струму навантаження.

Іншими словами, опорна напруга (задається за допомогою стабілітрона VD) порівнюється з напругою на резисторі R2, яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора, оскільки цей резистор є плечем дільника напруги R1, R2. Різниця цієї напруги підсилюється транзистором VT2 і виділяється на резисторі



$R_k$ . Напряга на цьому резисторі є вхідною напругою регулюючого елементу VT1 і, тому, обумовлює зміну напруги колектор-емітер  $U_{KE1}$  транзистора VT1, завдяки чому забезпечується стабілізація вихідної напруги.

На рисунку 2.16 наведено схему компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході.

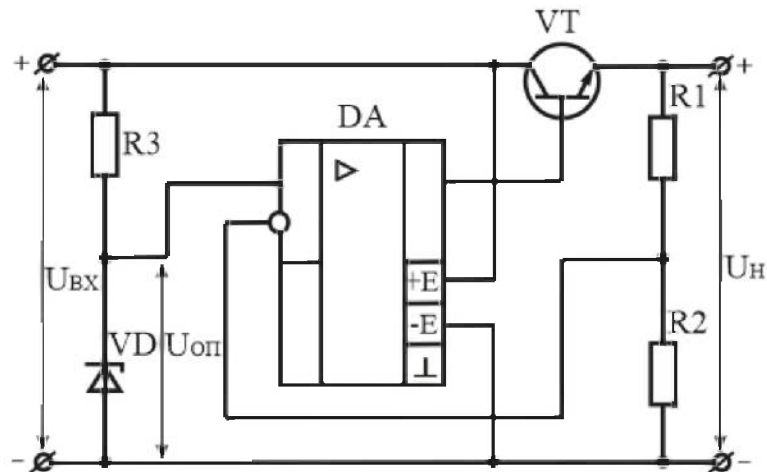


Рисунок 2.16 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході

Операційний підсилювач увімкнений за схемою неінвертуючого підсилювача, на вхід якого подається опорна напруга  $U_{оп}$  від стабілітрона VD. Для збільшення вихідного струму стабілізатора використовується повторювач напруги на транзисторі VT. Вихідна напруга визначається за формулою

$$U_H = U_{оп} \cdot (R1/R2 + 1). \quad (2.31)$$

Для збільшення стабільності опорної напруги можна ввімкнути параметричний стабілізатор напруги ( $R3$ , VD) на вихід компенсаційного стабілізатора напруги (рисунок 2.17).

Струм через стабілітрон VD можна розрахувати за формулою

$$I_{CT} = U_{оп} \cdot R1/(R2 \cdot R3), \quad (2.32)$$

і він не залежить від зміни вхідної напруги. Для даної схеми операційний підсилювач має два зворотні зв'язки: додатний і від'ємний. Наявність додатного зворотного зв'язку приводить до того, що на виході операційного підсилювача при вмиканні живлення може встановитись як позитивний, так і негативний по-

тенціал напруги. Для того щоб встановилась напруга потрібного знака, необхідна деяка початкова несиметрія. Ця несиметрія створюється за рахунок вихідного транзисторного повторювача напруги.

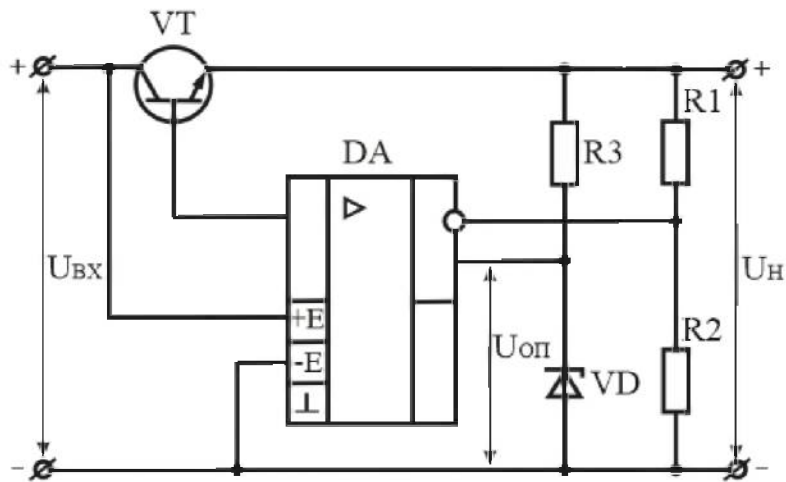


Рисунок 2.17 – Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на виході

Важливо забезпечити захист стабілізаторів напруги від перевантажень. Захист необхідний як від перевантажень за струмом, так і за напругою. Захист від перевантажень за напругою можна забезпечити увімкненням стабілітрона в коло колектор-емітер транзистора. Використовують при цьому стабілітрони середньої потужності і, в разі необхідності, шунтують їх резистором. Можна також, використовувати малопотужні стабілітрони, вмикаючи їх у коло бази транзистора регульованого елемента.

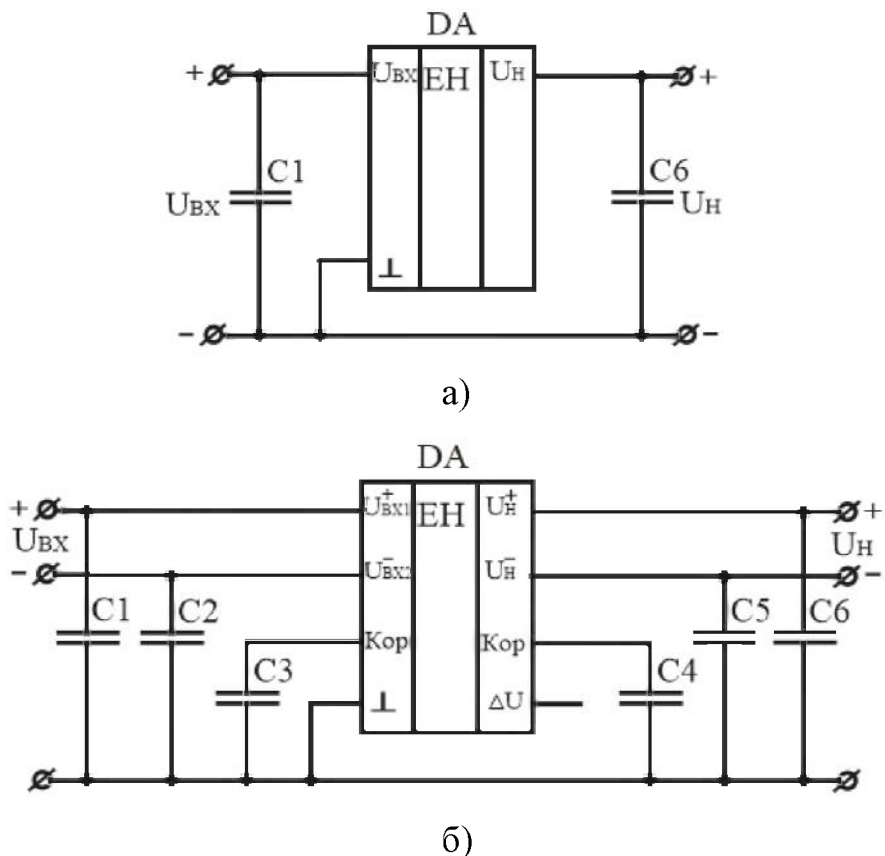
#### 2.5.4 Інтегральні стабілізатори напруги

Значна потреба у стабілізаторах постійної напруги, які б були прості у використанні, зумовила розробку і впровадження у виробництво інтегральних мікросхем стабілізаторів напруги з безперервним регулюванням (серія К142ЕН). У цю серію увійшли стабілізатори наступних типів: з регулюванням вихідної напруги (К142ЕН1-К142ЕН4); з фіксованою вихідною напругою (К142ЕН5; К142ЕН8; К142ЕН9; КРЕН5; КРЕН8; КРЕН9); з двополярними вхідними і вихідними напругами (К142ЕН6), що використовується для живлення операційних підсилювачів.

Типова схема вмикання інтегрального стабілізатора напруги з фіксованою вихідною напругою наведена на рисунку 2.18, а. Вихідний конденсатор С6

вибирають електролітичного типу ємністю близько 10 мкФ. Вхідний конденсатор  $C1$  ( $\approx 0,1$  мкФ) усуває генерації при стрибкоподібній зміні вхідної напруги.

Двополярні інтегральні стабілізатори напруги типу К142ЕН6 (рисунок 2.18, б) в основному використовуються для живлення операційних підсилювачів.



а – К142ЕН5 (КРЕН5), К142ЕН8 (КРЕН8), К142ЕН9 (КРЕН9);  
б – К142ЕН6

Рисунок 2.18 – Схеми вмикання інтегральних стабілізаторів напруги

Вхідні конденсатори  $C1$  і  $C2$  вибирають ємністю близько 0,1 мкФ, вихідні конденсатори  $C5$  і  $C6$  вибирають електролітичного типу, ємністю близько 10 мкФ. Також до входів корекції підмикають конденсатори корекції  $C3$  і  $C4$  ( $\approx 0,1$  мкФ), які забезпечують стійку роботу мікросхеми.

Крім основного призначення – стабілізації напруги, інтегральні стабілізатори напруги можуть виконувати функцію згладжувального фільтра, захисту від електричних і теплових перевантажень, стабілізації струму, порогових пристроїв тощо.

Інтегральні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою можуть використовуватись без зовнішніх елементів. Вони мають вмонтований захист від перевантаження за струмом і тепловий захист від максимально допустимої температури кристала ( $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), що значно підвищує їх надійність.

Інтегральні стабілізатори серії K142 розраховані на струми  $0,15\dots 3\text{ А}$  і напругу  $3\dots 30\text{ В}$  при потужності до  $30\text{ Вт}$  (з зовнішнім радіатором, який дозволяє розсіяти потужність до  $10\text{ Вт}$ ). Вихідний опір перебуває в межах  $R_{\text{ВИХ}} = 0,1\dots 0,2\text{ Ом}$ . Основні параметри інтегральних стабілізаторів напруги:  $U_{\text{Н}}$  – номінальна вихідна напруга;  $I_{\text{Н МАХ}}$  – максимальний струм навантаження;  $K_{\text{Н U}}$  – коефіцієнт нестабільності за напругою;  $K_{\text{Н I}}$  – коефіцієнт нестабільності за струмом;  $(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{Н}})_{\text{МІН}}$  – допустима мінімальна різниця між вхідною і вихідною напругою.

### 2.5.5 Імпульсні стабілізатори напруги

При роботі регулюючого транзистора компенсаційного стабілізатора в безперервному режимі на ньому виділяється значна потужність, що приводить до необхідності застосовувати громіздкі радіатори. ККД таких стабілізаторів виходить низьким.

Потужність, яка виділяється на регулюючому транзисторі, зменшується, якщо він працює в ключовому режимі. Стабілізатори такого типу одержали назву імпульсних. Регулюючі транзистори в імпульсних стабілізаторах працюють як перемикаючі елементи.

Найбільш поширеними є імпульсні стабілізатори із широтно-імпульсною модуляцією. Структурна схема такого стабілізатора наведена на рисунку 2.19.

Принцип роботи схеми полягає в наступному. Випрямлена напруга через фільтр або безпосередньо з випрямляча подається на регулюючий елемент РЕ, а потім через фільтр Ф на вихід стабілізатора. Вихідна напруга стабілізатора  $U_{\text{ВИХ}}$  порівнюється компаратором К з опорною напругою  $U_{\text{ОП}}$ , а потім сигнал різниці  $\Delta U$  подається на вхід підсилювача постійного струму ППС. Підсилений сигнал надходить до модулюючого пристрою МП, який перетворює сигнал постійного струму в імпульси визначеної тривалості. Тривалість імпульсів змінюється пропорційно сигналу різниці між опорною і вимірюваною напругою. З модулюючого пристрою імпульси надходять до регулюючого елементу РЕ, який періодично переключається. Середнє значення напруги на виході РЕ залежить від співвідношення між часом  $t_i$ , коли він знаходиться у відкритому стані, і тривалістю періоду  $T$ :  $U_{\text{ВИХ}} = \gamma U_{\text{ВХ}}$ , де  $\gamma = t_i/T$  – коефіцієнт заповнення імпульсів.

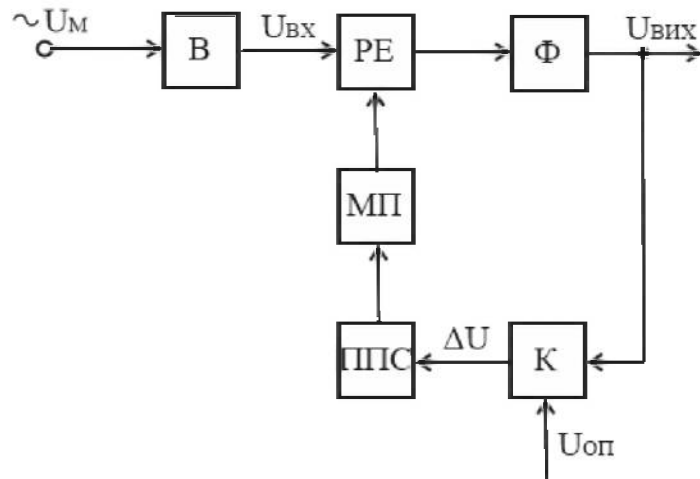


Рисунок 2.19 – Структурна схема імпульсного стабілізатора напруги

При зміні напруги на виході стабілізатора змінюється сигнал постійного струму, а отже, і співвідношення між тривалістю паузи та імпульсу. У результаті середнє значення вихідної напруги повертається до первісного значення.

### 2.5.6 Стабілізатори струму

На відміну від стабілізаторів напруги стабілізатори струму призначені для автоматичного підтримування величини струму на виході незалежно від величини вхідної напруги або опору навантаження.

Схема стабілізатора струму на біполярному транзисторі наведена на рисунку 2.20.

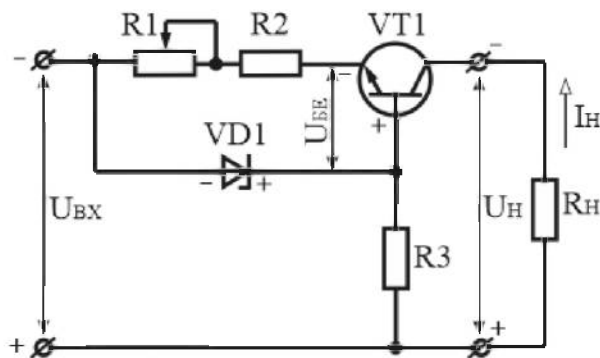


Рисунок 2.20 – Схема стабілізатора струму на біполярному транзисторі

Розглянемо роботу стабілізатора струму для двох випадків: 1)  $R_H = \text{const}$ ,  $U_{BX} = \text{var}$ ; 2)  $R_H = \text{var}$ ,  $U_{BX} = \text{const}$ .

Припустимо, що опір навантаження  $R_H$  залишається незмінним, а збільшується вхідна напруга  $U_{BX}$ . Якби ніяких змін не відбувалося з транзистором, то струм через  $R_H$  також збільшився б. Внаслідок чого збільшиться струм, що протікає через резистори  $R_1$ ,  $R_2$ , а, відповідно, і напруга на цих резисторах. Напруга на стабілітроні  $VD_1$  дорівнює сумі напруг на резисторах  $R_1$ ,  $R_2$  і на переході база-емітер транзистора  $VT_1$  (перехід база-емітер транзистора ввімкнений в прямому напрямі). Напруга на стабілітроні  $VD_1$  при зміні вхідної напруги залишається практично незмінною. Таким чином, напруга  $U_{BE}$  на переході база-емітер транзистора  $VT_1$  зменшиться і збільшиться опір між виводами емітер-колектор транзистора. Струм, що протікає через колектор-емітер транзистора  $VT_1$  і резистор навантаження  $R_H$  буде зменшуватись, змінюючись до свого початкового значення. Таким чином, буде забезпечуватись стабілізація струму.

Нехай тепер вхідна напруга  $U_{BX}$  залишиться незмінною, а збільшиться опір навантаження  $R_H$ . Якби в цьому випадку з транзистором не відбулось ніяких змін, то струм навантаження  $I_H$  зменшився б. При зменшенні струму навантаження  $I_H$  зменшиться струм через резистори  $R_1$ ,  $R_2$  і падіння напруги на них також зменшиться. В результаті збільшиться напруга між базою та емітером транзистора  $U_{BE}$ , що приведе до зростання його колекторного струму  $I_K$ , а також струму навантаження  $I_H$ . Таким чином, струм навантаження  $I_H$  буде змінюватись до свого початкового значення. Для збільшення стабільності струму в якості транзистора  $VT_1$  використовують складений транзистор.

### Основні параметри стабілізаторів:

- номінальна напруга джерела живлення  $U_{BX}$  ;
- номінальна вихідна напруга, яка дорівнює напрузі на навантаженні  

$$U_{ВИХ} = U_H ;$$
- номінальний вихідний струм  $I_H$  ;
- коефіцієнт стабілізації напруги, який характеризує стабільність вихідної напруги  

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_{ВИХ} / U_{ВИХ}} ;$$
- коефіцієнт стабілізації струму, який характеризує стабільність вихідного струму  

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta I_{ВИХ} / I_{ВИХ}} ;$$
- вихідний опір  $R_{ВИХ} = \Delta U_H / \Delta I_H ;$

- коефіцієнт корисної дії  $\eta = \frac{P_H}{P_{BX}} = \frac{U_H I_H}{U_{BX} I_{BX}}$ .

## 2.6 Керовані випрямлячі

### 2.6.1 Методи регулювання величини напруги постійного струму

Можливість зміни величини постійної напруги на навантаженні за необхідним законом у заданих межах може бути реалізована за допомогою керованих випрямлячів, які будуються на керованих вентилях, наприклад, на тиристорах.

Перед тим, як розглядати конкретні схемні рішення керованих випрямлячів, спочатку ознайомимось з основними методами регулювання напруги постійного струму, які, перш за все, можна розділити на два види: такі, що забезпечують регулювання з боку змінного струму і такі, що забезпечують регулювання з боку постійного струму.

Регулювання з боку змінного струму можливе при використанні випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої.

Так можна:

- змінювати величину змінної напруги, що подається на вентиляну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;
- застосовувати регулятори змінного струму з рухомих струмознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

З боку постійного струму можливе регулювання безперервними та імпульсними методами.

При безперервних методах застосовують:

- реостати і дільники напруги;
- компенсаційні регулятори.

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги тут гаситься на увімкнених послідовно з навантаженням елементах регулятора, що принципово обумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в малопотужних регуляторах.

У наш час найуживанішими є імпульсні методи регулювання, що зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій сило-

вих електронних напівпровідникових приладів, які можуть працювати у ключовому режимі за досить високих напруг (тисячі вольт) і частот (десятки і сотні кілогерц) – польові і біполярні транзистори, СІТ- транзистори і БТІЗ, спеціальні види тиристорів.

Оскільки регулюючий елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий ккд перетворюючих пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні  $U_d$  регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалістю станів замкненого і розімкненого ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) підключається до навантаження або ні.

Напруга на виході регулятора має форму прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює е.р.с. джерела постійного струму.

Є декілька таких методів регулювання. Розглянемо основні з них.

1. Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР) полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їх тривалість-ширину. У результаті маємо

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = Ek_3, \quad (2.33)$$

де  $E$  – е.р.с. джерела постійного струму;

$t_i$  – тривалість імпульсу;

$T$  – період надходження імпульсів;

$k_3$  – коефіцієнт заповнення,  $k_3 = \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1)$ .

Змінюючи  $k_3$ , можна змінювати  $U_d$  від нуля (при  $k_3 = 0$ ) до  $E$  (при  $k_3 = 1$ ).

2. При частотно-імпульсному регулюванні (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = Et_i f, \quad (2.34)$$

де  $f$  – частота імпульсів.



Мінімальне значення  $U_d$ , що наближається до нуля, отримують при частоті  $f \rightarrow 0$ , а максимальне, що наближається до величини  $E$ , при  $f \rightarrow t_i^{-1}$ .

3. При комбінованому регулюванні змінюють період і тривалість імпульсів. Останній метод найпростіший в реалізації, але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масогабаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШІР, оскільки регулятор працює на фіксованій частоті.

Крім того, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі змінного струму, що тим більше забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШІР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подолання радіоперешкод, що передаються з регулятора в мережу). Виходячи з наведеного, метод ШІР застосовують найчастіше.

Схема простого імпульсного регулятора наведена на рисунку 2.21. Тут у якості фільтра використано Г- подібний LC- фільтр.

При замкненому ключі  $K$  навантаження живиться від джерела постійного струму  $E$  (струм  $I_{d1}$ ), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнений, то навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі та дроселі. Для забезпечення подачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (струм  $I_{d2}$ ), в схему введено діод  $VD$ , який називають зворотним.

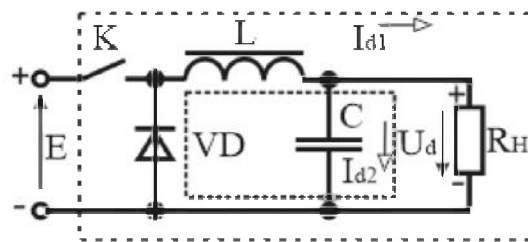


Рисунок 2.21– Імпульсний регулятор постійної напруги

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також, застосовуючи фазоімпульсний метод. При цьому до складу перетворюючого пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилів випрямної схеми викорис-

товують керовані ключі – як правило, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдальної напруги (кут керування  $\alpha$ ). Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдальної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШПР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдальну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут не береться від джерела живлення (і не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі).

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР при високих частотах комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентильної схеми, що вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо при великому діапазоні регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає застосування вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази відносно напруги мережі. В результаті, навіть за активного навантаження, останнє мережею сприймається як активно-індуктивне (погіршується  $\cos \varphi$ ).

Таким чином, в останній час намагаються якнайширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШПР, використовуючи при цьому сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що веде до зниження перш за все ккд, проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

## 2.6.2 Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

Роботу фазо-імпульсного регулятора постійної напруги розглянемо на прикладі однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схема якого наведена на рисунку 2.22 (на схемі позначено: СК – схема керування, яка забезпечує подачу на тиристири керуючих імпульсів з регульованою затримкою).

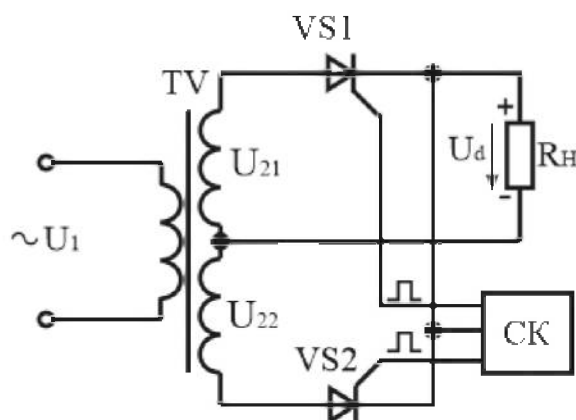


Рисунок 2.22 – Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

На рисунку 2.23 наведені часові діаграми, що ілюструють роботу керованого випрямляча.

Розглянемо принцип роботи керованого випрямляча. Тиристор VS1 на відрізку часу, що відповідає куту керування  $\alpha$ , закритий і до нього прикладена напруга  $u_{21}$  за позитивної півхвилі, або  $u_{22}$  за негативної. Після закінчення відліку  $\alpha$  і видачі відповідного керуючого імпульсу, напруга на тиристорі за позитивної півхвилі відсутня, бо він тут працює як замкнений ключ, а за негативної півхвилі дорівнює  $(u_{21} + u_{22})$ , бо за рахунок того, що другий тиристор VS2 знаходиться у відкритому стані, даний закритий тиристор VS1 виявляється підключеним до обох півобмоток трансформатора.

Подібні керовані випрямлячі будують також і на основі трифазних вентильних схем. Закони зміни пульсуючої напруги на виході, а також специфіка роботи вентилів при цьому складніші.

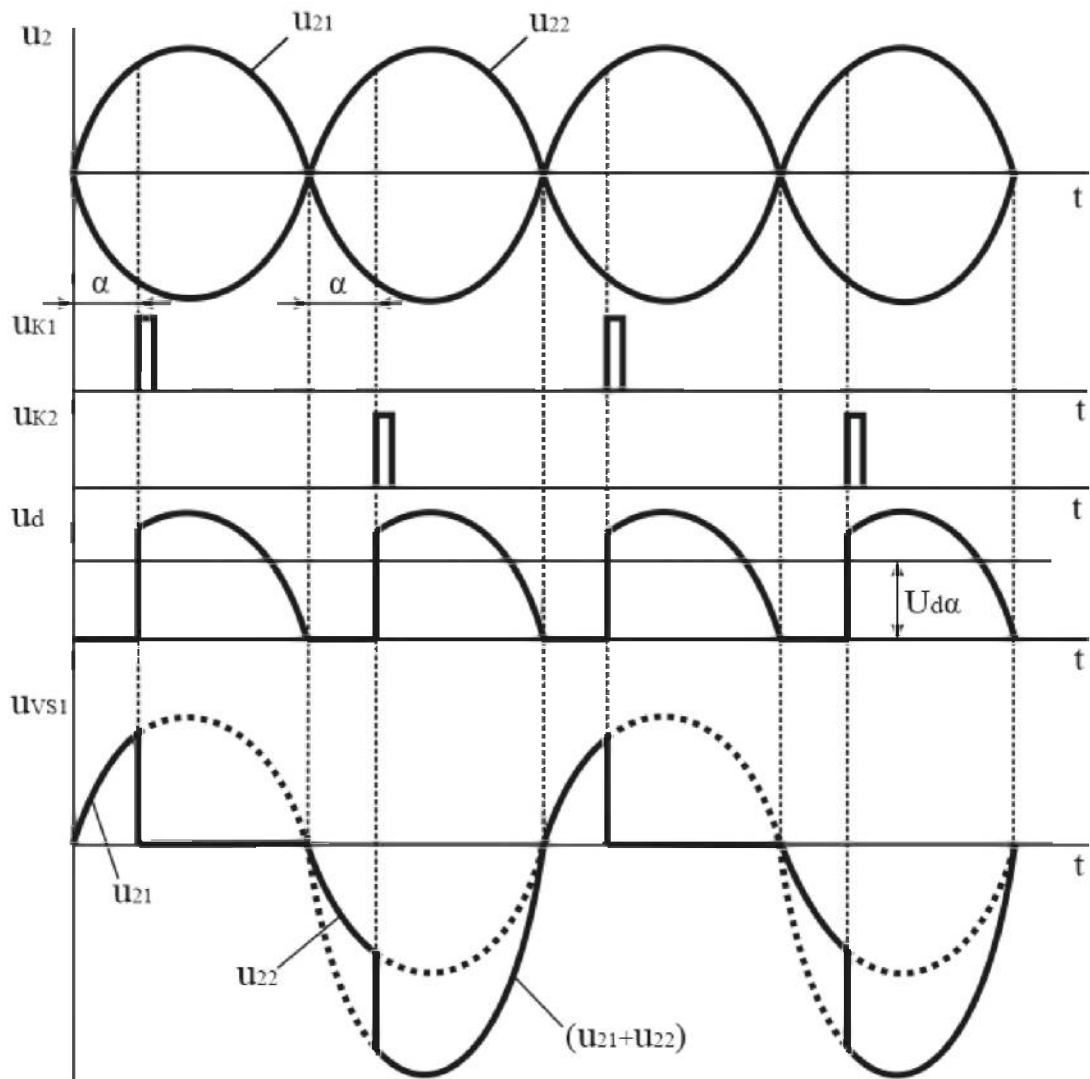


Рисунок 2.23 – Часові діаграми роботи однофазного двоівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора

Величина випрямленої напруги при куті керування, що змінюється в межах  $0 < \alpha < \pi$ , становить

$$U_{d\alpha} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (2.35)$$

Якщо  $\alpha = 0$  (некерований режим), то

$$U_{d\alpha} = U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}, \text{ звідки } U_2 = \frac{U_{d0}\pi}{2\sqrt{2}}. \quad (2.36)$$

Підстановка цього виразу до формули (2.35) дасть

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos\alpha}{2}. \quad (2.37)$$

Залежність середньої випрямленої напруги на навантаженні  $U_d$  від кута  $\alpha$  називається регулювальною характеристикою, яка має вигляд косинусоїди, зміщеної на величину  $U_{d0}/2$ . Регулювальна характеристика керованого випрямляча наведена на рисунку 2.24.

Керовані випрямлячі широко використовуються для створення регульованих джерел напруги при регулюванні нагрівачів, освітлювальних приладів, швидкості обертання електродвигунів і т.п.

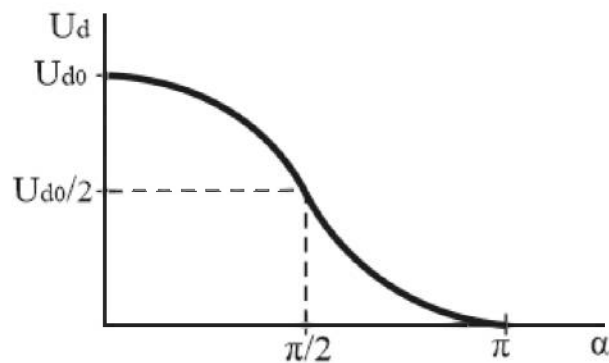


Рисунок 2.24 – Регулювальна характеристика керованого випрямляча

### **Робота керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження**

Як правило, керовані випрямлячі застосовують для живлення потужних навантажень, що часто мають активно-індуктивний характер (індуктивні фільтри у складі випрямлячів, електричні машини постійного струму і т.п.). Здатність індуктивності накопичувати електромагнітну енергію визначає деякі особливості роботи пристроїв, у тому числі й керованих випрямлячів.

Якщо навантаження керованого випрямляча має індуктивну складову, як це показано на рисунку 2.25, то при позитивному півперіоді напруги на вторинній обмотці трансформатора TV у момент часу, що відповідає куту керування  $\alpha$ , відбувається вмикання тиристора VS1. Однак, після  $t = \pi$ , не дивлячись на те, що напруга змінює свій знак, тиристор VS1 не вимикається, бо струм у колі  $L_H-R_H-w_2'-VS1-L_H$  підтримується за рахунок енергії, накопиченої в  $L_H$ .

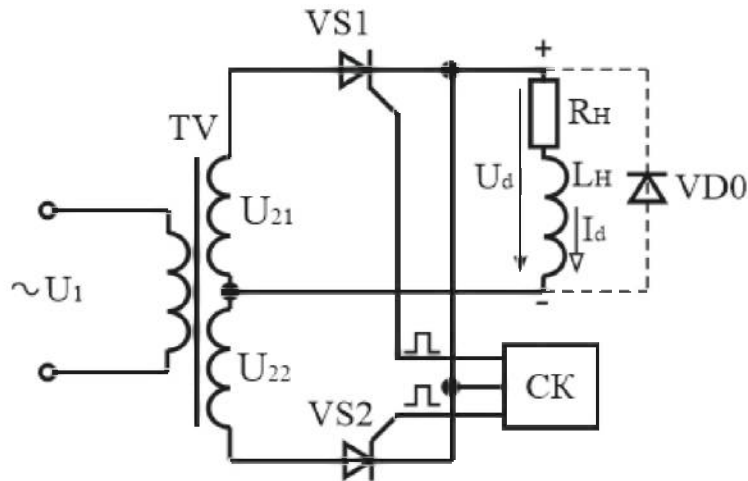


Рисунок 2.25 – Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора при активно-індуктивному навантаженні

У результаті цього в випрямленій напрузі  $u_d$  з'являються ділянки з негативною полярністю, як показано на рисунку 2.26 лише після вмикання тиристора VS2 у момент часу, що відповідає  $(\pi + \alpha)$ , до VS1 прикладається зворотна напруга  $(u_{21} + u_{22})$  і він закривається.

Регульовальна характеристика при цьому описується рівнянням

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha. \quad (2.38)$$

З неї видно, що при  $\alpha = \pi/2$  середнє значення напруги на навантаженні  $U_d = 0$ , бо площі позитивної і негативної ділянок напруги  $u_d$  при цьому однакові.

Забезпечити діапазон регулювання при змінах кута керування  $\alpha$  від 0 до  $\pi$  (як і при чисто активному навантаженні) можна вводячи в схему випрямляча так званий нульовий діод – VD0 на рисунку 2.25. Тепер, у момент часу, що відповідає  $t = \pi$ , де напруга вторинної обмотки трансформатора змінює полярність, відкривається VD0, тиристор VS1 закривається, а струм протікає по колу  $L_H$ - $R_H$ -VD0- $L_H$ .

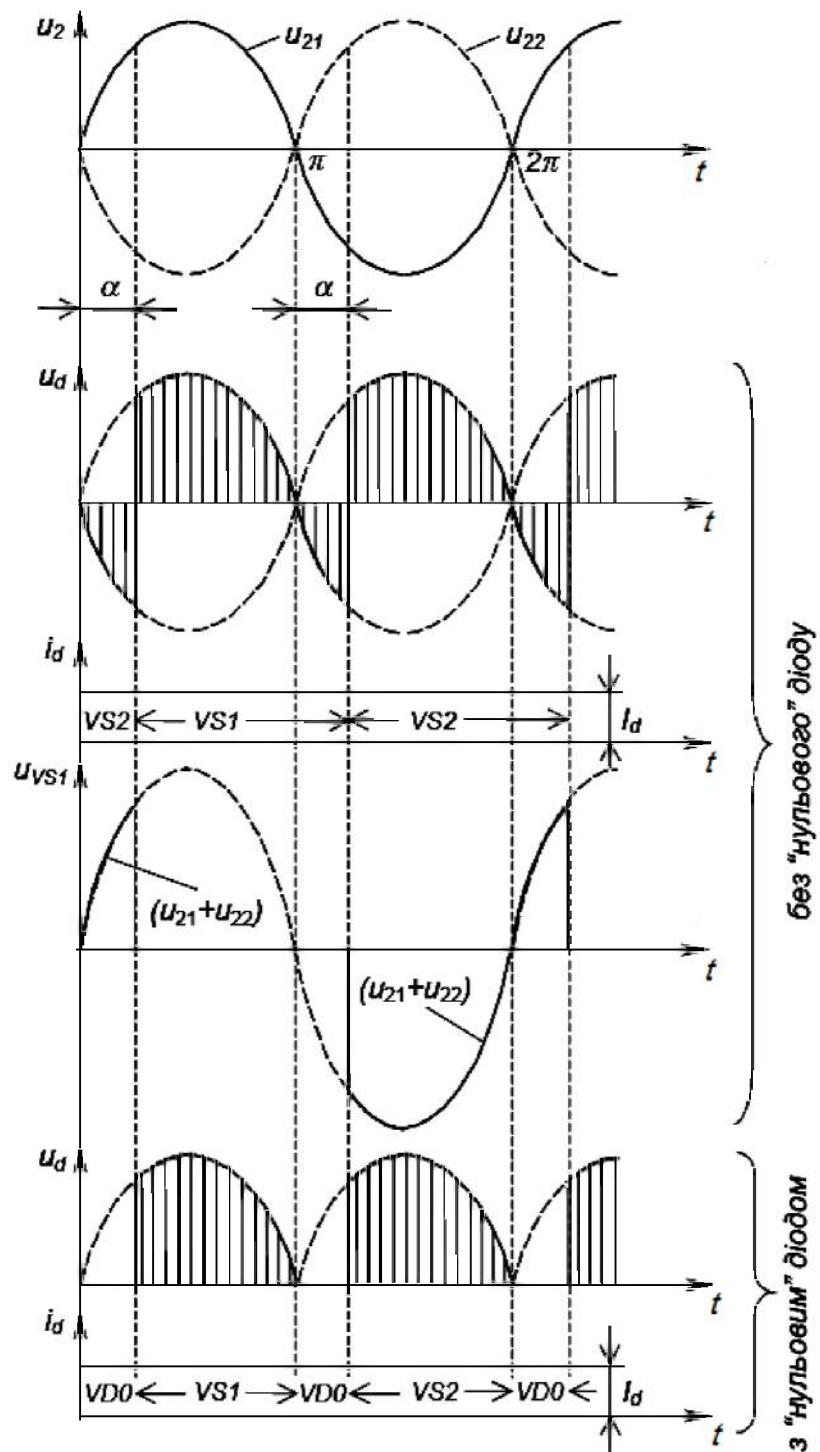


Рисунок 2.26 – Часові діаграми роботи однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора при активно-індуктивному навантаженні

Регульовальні характеристики для обох випадків наведено на рисунку 2.27.

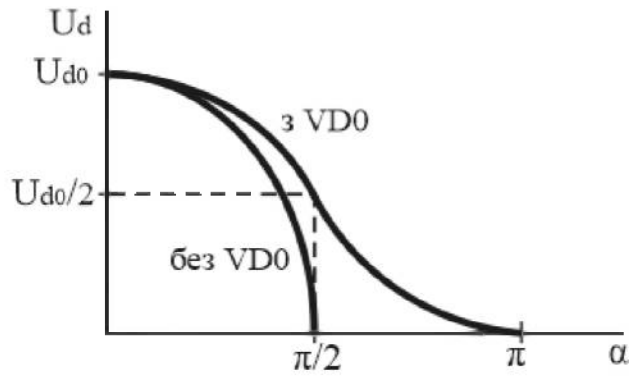


Рисунок 2.27 – Регульовальні характеристики керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні

### 2.6.3 Трифазні керовані випрямлячі

Схеми трифазних керованих випрямлячів отримуємо заміною діодів на тиристри у відповідних схемах некерованих випрямлячів (рисунки 2.6 і 2.8) з додаванням системи керування тиристорами СІФК. Основні принципи залишаються такі ж, як і у однофазних схемах, тому зупинимося лише на особливостях. Це стосується точок природної комутації, відносно яких здійснюється відлік кута керування  $\alpha$ . Їм відповідають моменти часу, де напруги двох фаз, що чергуються, дорівнюють одна одній.

#### 2.6.3.1 Трифазний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора

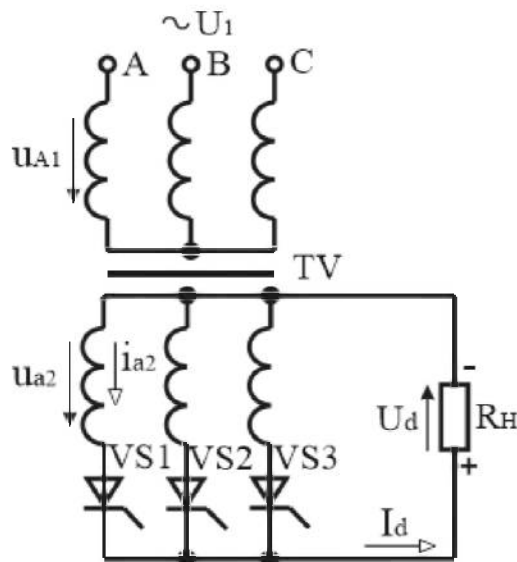


Рисунок 2.28 – Трифазний керований випрямляч з нульовим виводом трансформатора



Розглянемо принцип роботи трифазного керованого випрямляча з кутом керування  $\alpha > 0$ . На різницю від керованого випрямляча, що працює з кутом  $\alpha = 0$ , керуючі імпульси надходять на тиристри VS1 - VS3 по черзі з затримкою на кут керування  $\alpha$  відносно моментів проходження через нуль синусоїд лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора. Моменти проходження через нуль синусоїд лінійних напруг відповідають точкам перехрещення фазних синусоїд напруг  $U_a, U_b, U_c$  в точках  $0_1, 0_2, 0_3, 0_4$  (рисунок 2.29), тобто в точках їх природньої комутації. При куті  $\alpha > 0$  в залежності від характеру навантаження і значення кута  $\alpha$  керований випрямляч може працювати в різних режимах.

Якщо кут керування  $\alpha$  змінюється в діапазоні від 0 до  $\pi/6$  (рисунок 2.29), то як при активно-індуктивному, так і при активному навантаженні випрямлений струм  $I_d$  є безперервним. Середнє значення випрямленої напруги при цьому визначається з виразу (2.38).

При куті керування  $\alpha = \pi/6$  крива миттєвих значень випрямленої напруги в моменти переключення тиристорів наближається до нуля. Такий режим роботи називається гранично-безперервним.

Подальше збільшення кута ( $\alpha > \pi/6$ ) при активному навантаженні приводить до переривання випрямленого струму  $I_d$  і появи у випрямленій напрузі  $U_d$  ділянок з нульовим значенням. Інтервал провідності струму тиристорів стає менше  $2\pi/3$ .

Середнє значення випрямленої напруги в цьому випадку

$$U_{da} = U_{d0} \left[ \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}{\sqrt{3}} \right]. \quad (2.39)$$

При активно-індуктивному навантаженні за рахунок енергії, що накопичується в індуктивності, випрямлений струм  $I_d$  протікає в навантаженні і при переході кривої випрямленої напруги в зону негативних значень. Якщо накопиченої енергії виявиться досить, щоб забезпечити протікання струму до чергової комутації тиристорів, настане режим роботи з безперервним струмом  $I_d$ . Якщо індуктивна складова навантаження має велике значення режим безперервного струму буде мати місце при любых кутах  $\alpha$  в діапазоні від 0 до  $\pi/2$ . В цьому випадку середнє значення вихідної напруги  $U_d$  визначається за виразом (2.38).

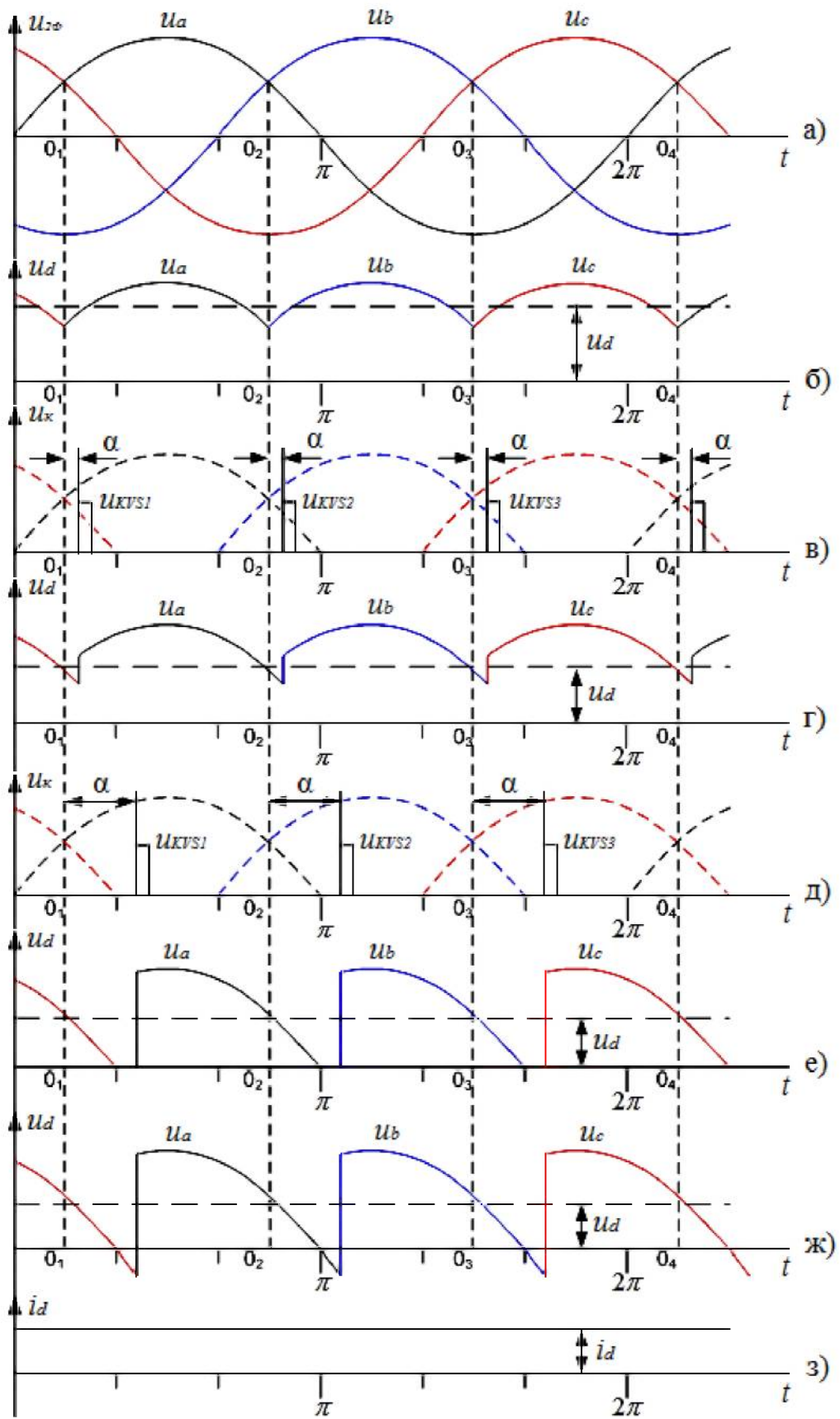


Рисунок 2.29 – Часові діаграми роботи трифазного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора

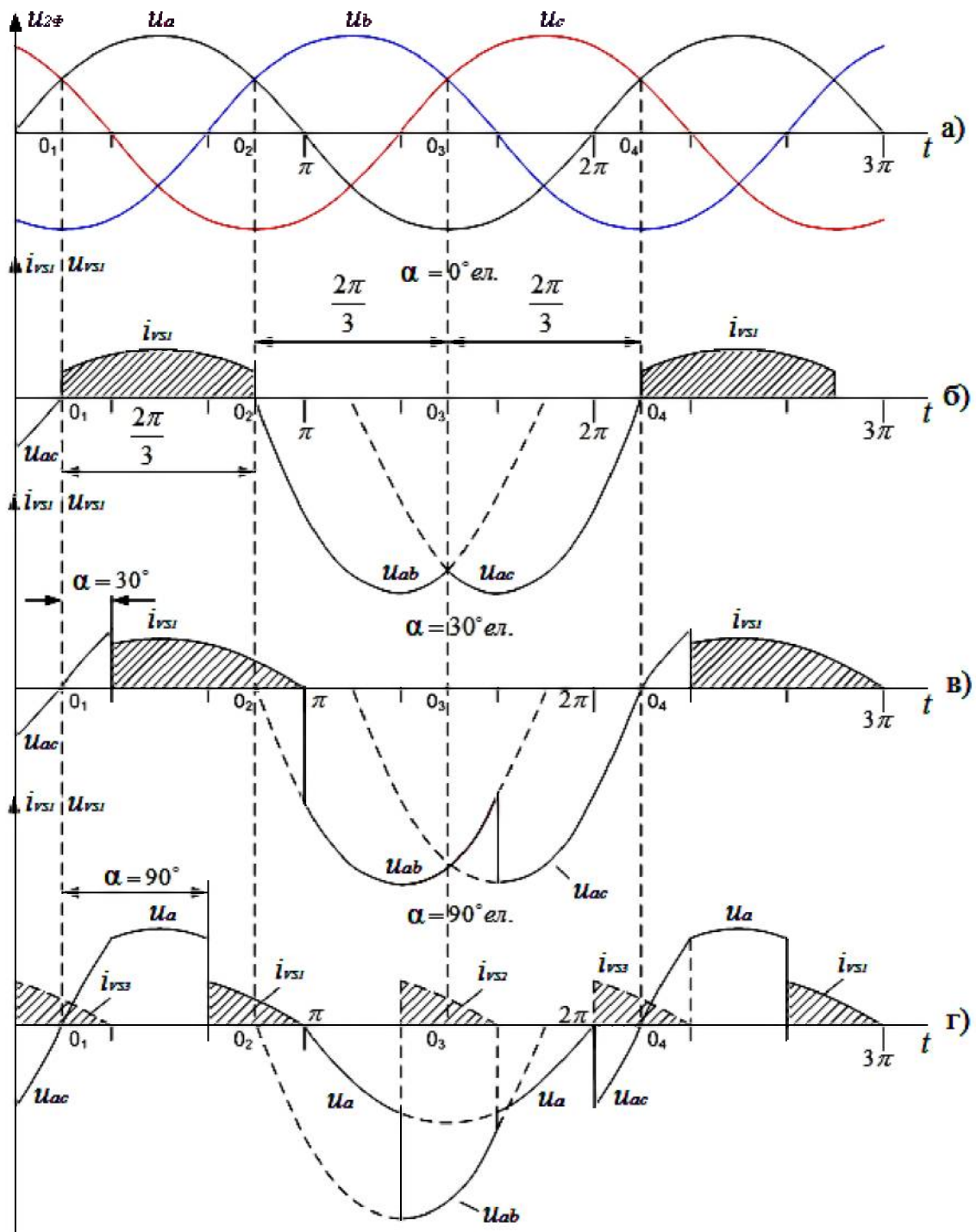


Рисунок 2.30 – Часові діаграми струму та напруги тиристора VS1 для різних значень кутів його вмикання

### 2.6.3.2 Трифазний мостовий керований випрямляч

Розглянемо принцип роботи трифазного мостового керованого випрямляча, схема якого наведена на рисунку 2.31, з кутом керування  $\alpha > 0$ .

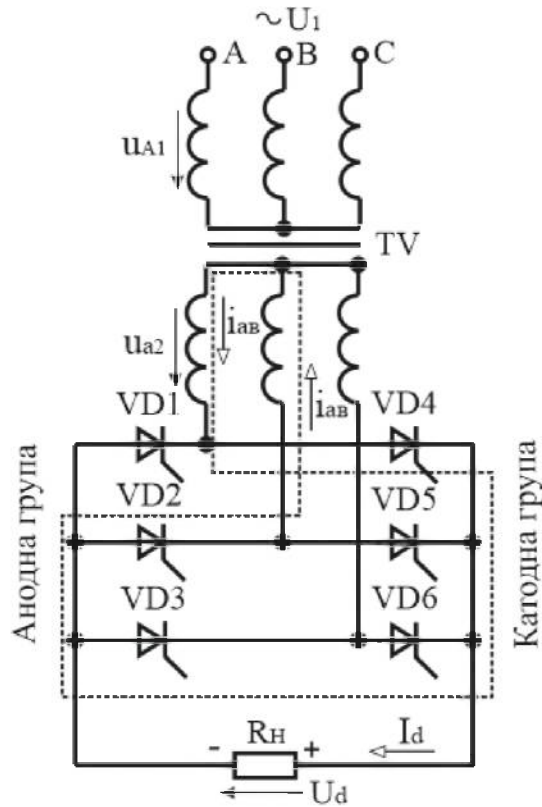


Рисунок 2.31 – Трифазний мостовий керований випрямляч

Часові діаграми роботи трифазного мостового керованого випрямляча при активному навантаженні наведені на рисунку 2.32, при активно-індуктивному навантаженні на рисунку 2.33. Послідовність перемикання тиристорів залишається незмінною з тією різницею, що момент вмикання кожного з них зсувається в бік запізнення відносно точок природної комутації на визначений кут  $\alpha$ . Внаслідок такого зсуву форма випрямленої напруги буде змінюватись, що забезпечує зміну середнього значення випрямленої напруги.

У випадку резистивного навантаження в кривій випрямленої напруги за певних значень кута  $\alpha$  будуть з'являтися нульові проміжки. Тобто, як і в попередній схемі, трифазний мостовий керований випрямляч може працювати в різних режимах. На рисунку 2.32 б, в, г наведені часові діаграми випрямленої напруги для вказаних значень кутів  $\alpha$ . Як видно з діаграми, кут  $\alpha = \pi/3$  є граничним для даної схеми випрямляча і відповідає при активному навантаженні гранично-безперервному режиму. При кутах  $\alpha > \pi/3$  і активному навантаженні в кривих напруги  $U_d$  і струму  $I_d$  з'являються інтервали з нульовим значенням, тобто настає режим роботи з переривистим випрямленим струмом. Середнє значення випрямленої напруги  $U_d$  в цьому випадку зменшується.

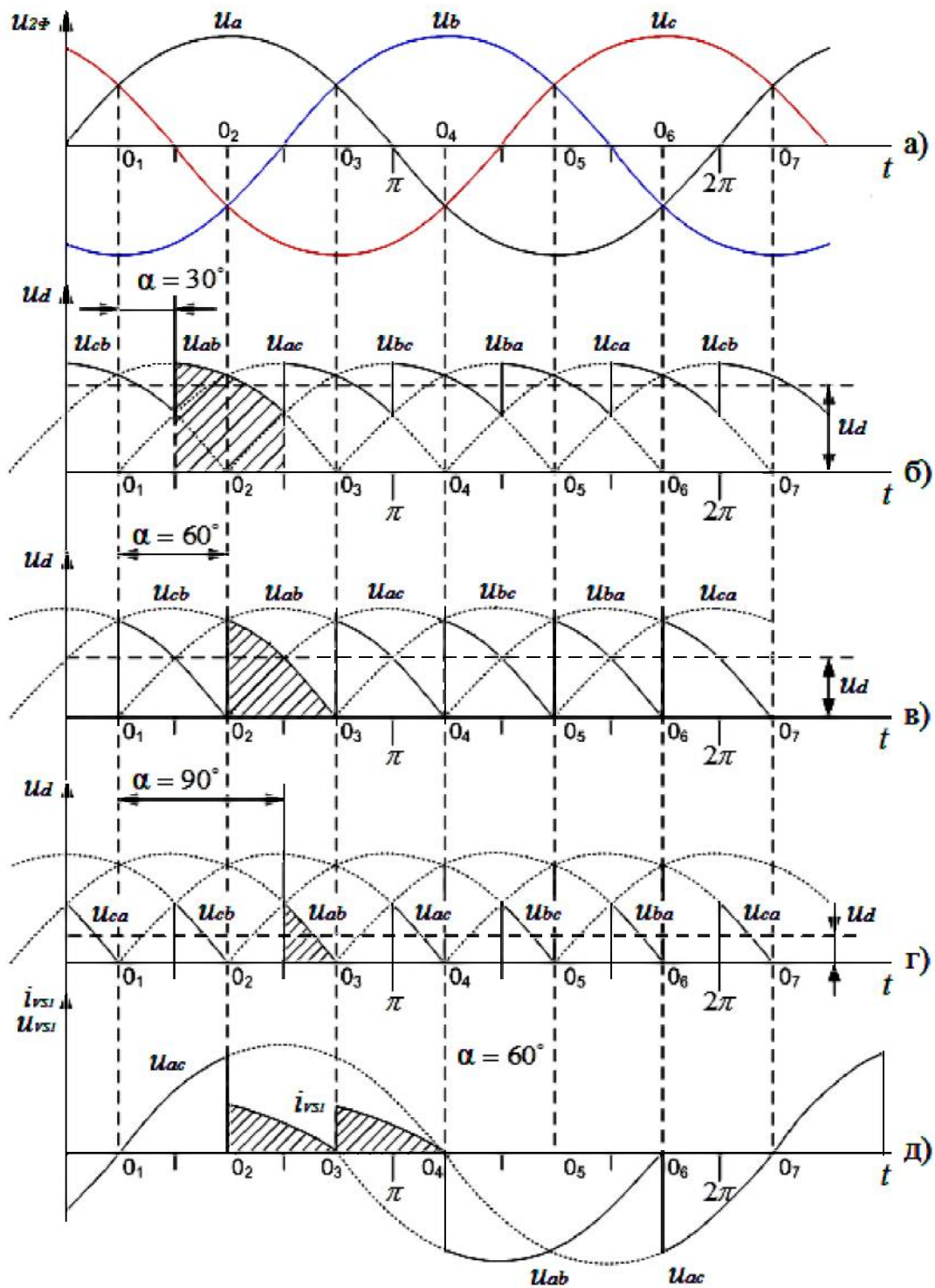


Рисунок 2.32 – Часові діаграми роботи трифазного мостового керованого випрямляча при активному навантаженні

У режимі з переривистим струмом  $I_d$  для забезпечення роботи даної схеми, а також для її первинного запуску на тиристри слід подавати два імпульси керування основний і додатковий зсунуті на кут  $\alpha = \pi/3$  або один «широкий», але з тривалістю більше  $\pi/3$ . Це пояснюється тим, що для створення замкнутого



кола протікання струму необхідно забезпечити одночасне вмикання тиристорів анодної і катодної груп.

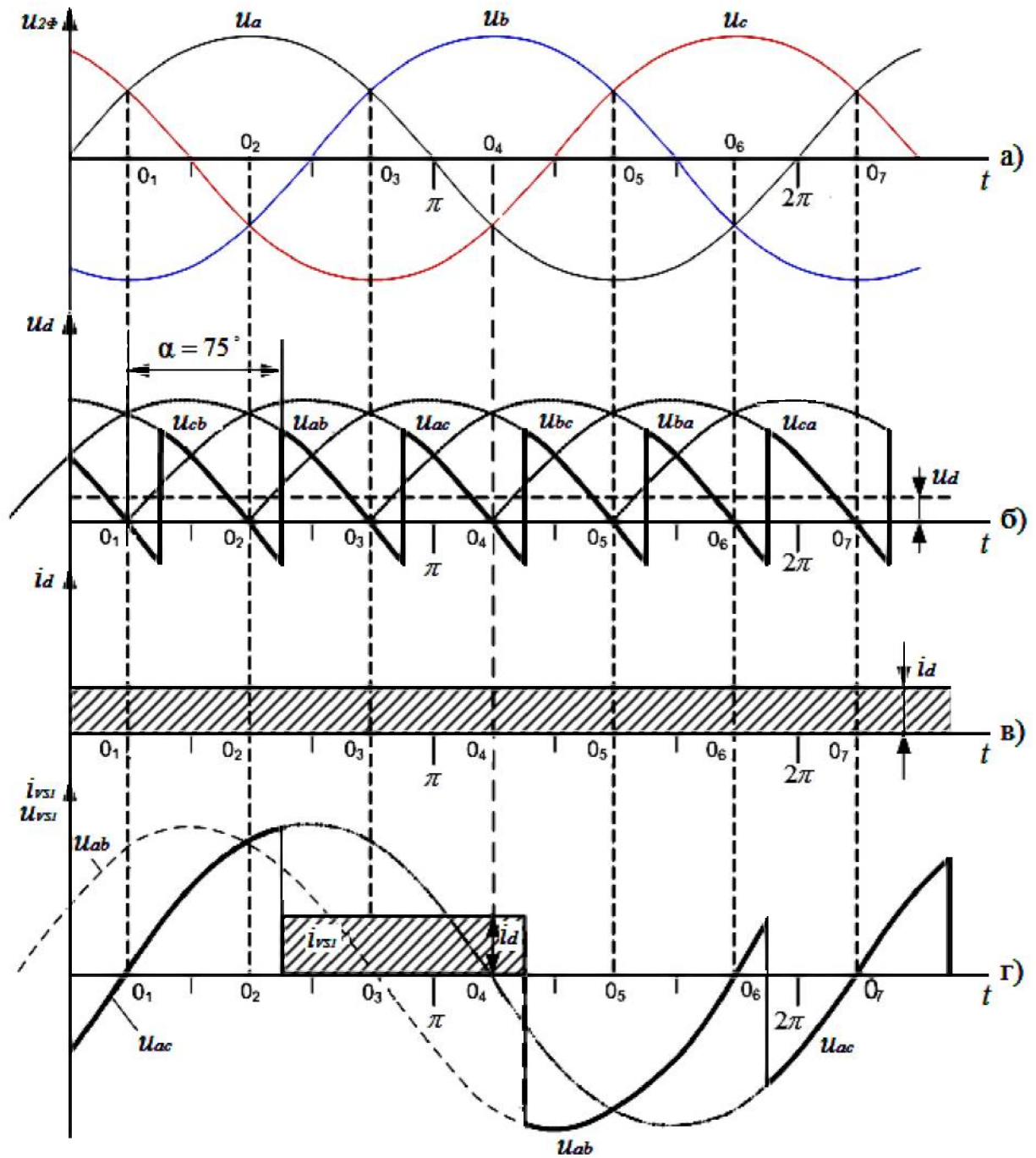


Рисунок 2.33 – Часові діаграми роботи трифазного мостового керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні

Визначимо залежність середнього значення випрямленої напруги від кута  $\alpha$ . На інтервалі від 0 до  $\pi/3$  зв'язок між вказаними величинами визначається з виразу (2.38).

На інтервалі від  $\pi/3$  до  $2\pi/3$  залежність середнього значення випрямленої напруги  $U_d$  від кута  $\alpha$  визначається з виразу

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right]. \quad (2.40)$$

Часові діаграми (рисунок 2.32) відображають особливості роботи керованого випрямляча на активне навантаження. У випадку активно-індуктивного навантаження випрямляч проявляє ті ж властивості, що і попередня схема. Тобто суттєвих змін зазнає струм навантаження  $i$ , відповідно, струм тиристорів, а зміна знаку у кривій випрямленої напруги починається з кутів  $\alpha > \pi/3$ . При цьому миттєва напруга залишається безперервною в усьому діапазоні її регулювання, а залежність середнього значення випрямленої напруги  $U_d$  від кута  $\alpha$  визначається виразом (2.38).

Регулювальні характеристики трифазного мостового керованого випрямляча наведені на рисунку 2.34. Заштрихована область відповідає сімейству регулювальних характеристик в режимі з переривистим струмом  $I_d$  при різних значеннях кута  $\alpha$ .

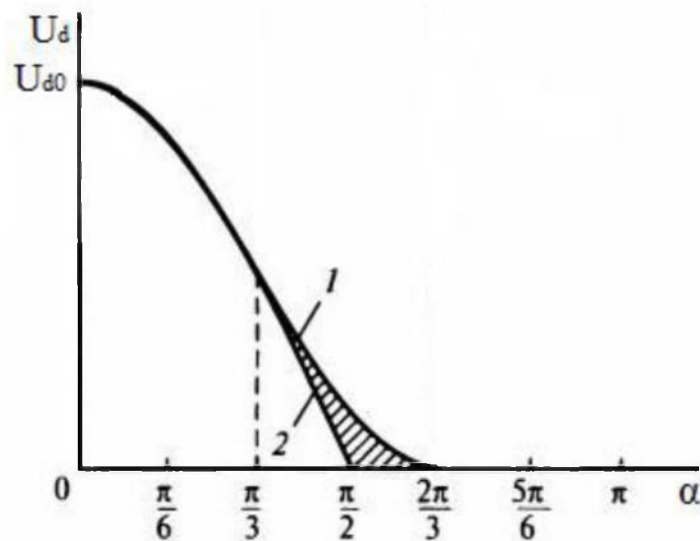


Рисунок 2.34 – Регулювальні характеристики трифазного мостового керованого випрямляча при активному навантаженні (1), при активно-індуктивному навантаженні (2)

## 2.7 Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)

### 2.7.1 Загальні положення

Завданням СІФК є генерація імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів відносно переходу змінної напруги через нуль.

СІФК повинна відповідати наступним вимогам:

- 1) забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування (10...20) В, (20...2000) мА;
- 2) забезпечувати високу крутизну фронтів імпульсів (150...200) В/ел. градус;
- 3) забезпечувати регулювання величини кута  $\alpha$  у заданому діапазоні з необхідною точністю;
- 4) забезпечувати симетрію імпульсів керування по фазах випрямляча;
- 5) забезпечувати достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування – взагалі їх тривалість може складати  $(\pi - \alpha)$ , але це неекономічно. Достатньо, щоб вона була такою, коли струм через тиристор за час дії імпульсу перевищує величину струму утримання;
- б) мати високу завадостійкість.

Залежно від кількості каналів, для яких формуються імпульси керування, СІФК поділяються на одно- та багатоканальні.

За способом керування бувають СІФК з горизонтальним, вертикальним та цифровим (дискретним) керуванням.

За принципом дії вони поділяються на синхронні (коли відлік затримки видачі імпульсів керування ведеться від незмінної фази мережі) та асинхронні (відлік затримки ведеться від попереднього імпульсу).

Асинхронні СІФК можуть використовуватися лише у замкнених системах автоматичного регулювання (САР). Тому більше розповсюдження знайшли синхронні СІФК, які використовуються як у замкнених, так і у розімкнених САР.

### 2.7.2 СІФК з горизонтальним керуванням

У СІФК, що реалізують горизонтальний спосіб керування, керуючий імпульс генерується, коли спеціальна змінна (керуюча) напруга проходить через нуль. Затримка імпульсу регулюється зміною фази керуючої напруги відносно напруги мережі, тобто ніби зсувом керуючої напруги горизонтально.



Розглянемо роботу СІФК з горизонтальним керуванням на прикладі одного каналу багатоканальної системи керування, структурна схема якого зображена на рисунку 2.35.

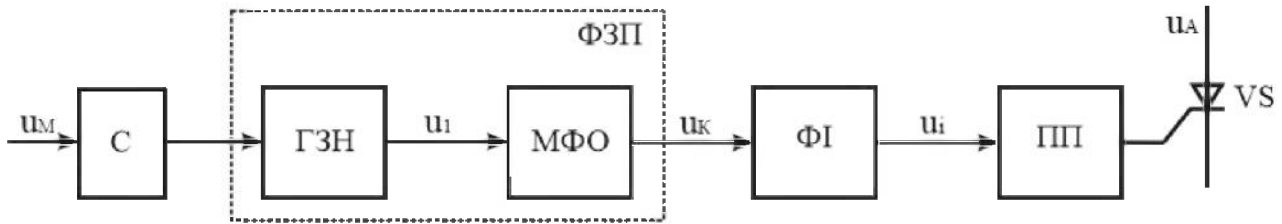


Рисунок 2.35 – Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

На схемі позначено: С – синхронізатор; ГЗН – генератор змінної напруги; МФО – мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги  $u_1$  від 0 до  $\pi$ ); ФЗП – фазозсувний пристрій; ФІ – формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси напруги при проходженні  $u_K$  через нуль); ПП – підсилювач потужності (підсилює потужність керуючого імпульсу  $u_i$  до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рисунку 2.36 наведені часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням.

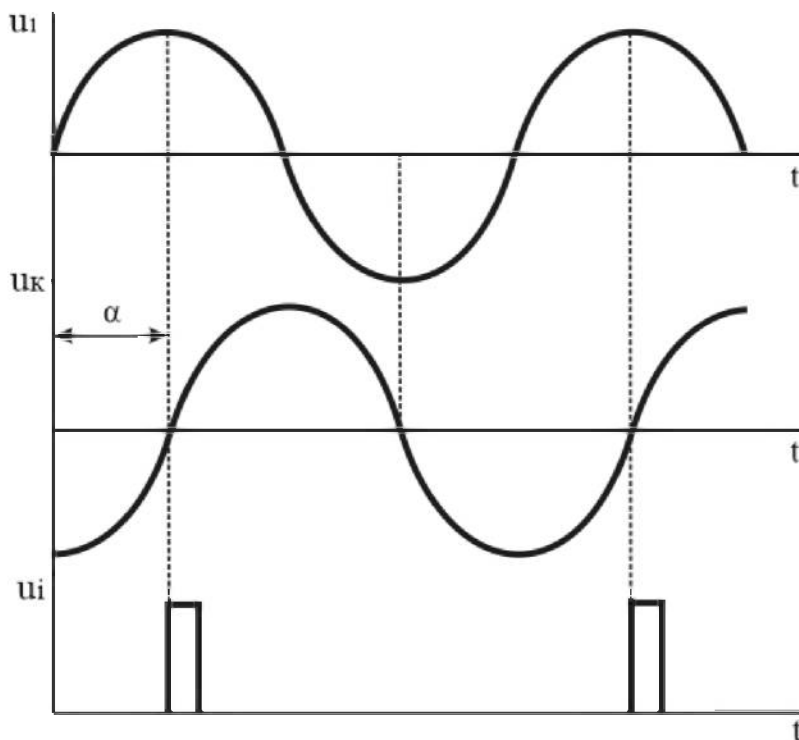
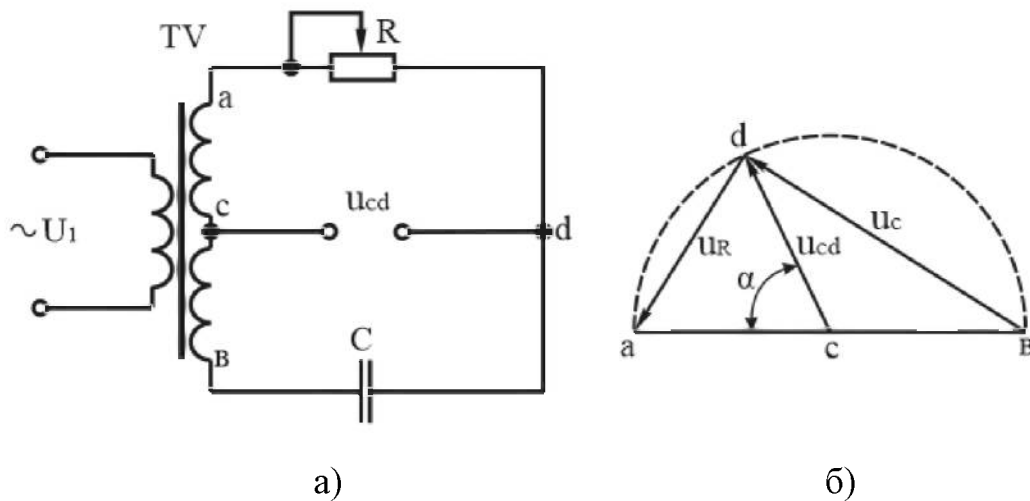


Рисунок 2.36 – Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

Схема мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображена на рисунку 2.37. Вона складається із трансформатора TV з двома півобмотками, змінного резистора R та конденсатора C.



а – схема; б – діаграма напруг;  $u_{cd}$  – керуюча напруга ( $u_k$ )

Рисунок 2.37 – Мостовий фазообертач

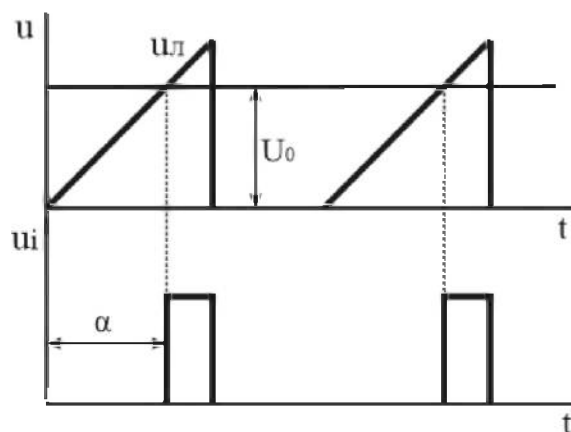
При зміні опору резистора R від 0 до  $\infty$  кут  $\alpha$  змінюється від 0 до  $\pi$ . До недоліків такої схеми слід віднести:

- 1) досить високу інерційність, зумовлену перехідними процесами у RC- колі при вмиканні напруги;
- 2) критичність до форми і частоти вхідної напруги (напруги мережі);
- 3) складність забезпечення ідентичності величини  $\alpha$  в багатоканальних СІФК;
- 4) відносну складність автоматизації процесу регулювання (регулювання величини опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

### 2.7.3 СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують вертикальний спосіб керування, при якому керуючий імпульс генерується в момент зрівняння лінійно змінюваної напруги та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 2.38. Кут керування  $\alpha$  змінюється зі зміною  $U_0$  ніби по вертикалі.



$u_{л}$  – лінійно змінювана напруга;  $U_0$  – опорна напруга

Рисунок 2.38 – Часові діаграми методу вертикального керування

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули широке розповсюдження.

На рисунку 2.39 наведена структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора.

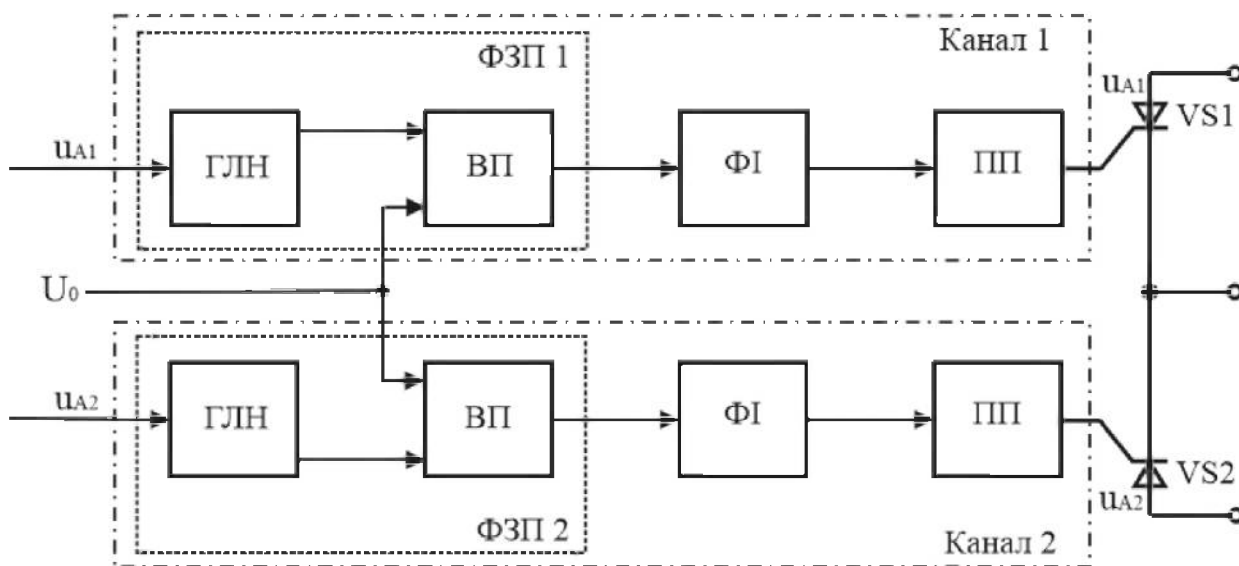


Рисунок 2.39 – Структурна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

На схемі позначено: ГЛН – генератор лінійно змінюваної напруги; ВП – вузол порівняння напруг; ФЗП – фазозсувний пристрій; ФІ – формувач імпульсів; ПП – підсилювач потужності.

Пристрій, де порівнюються  $u_L$  та  $U_0$ , називається вузлом порівняння (ВП). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ( $u_L - U_0$ ).

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведені на рисунку 2.40.

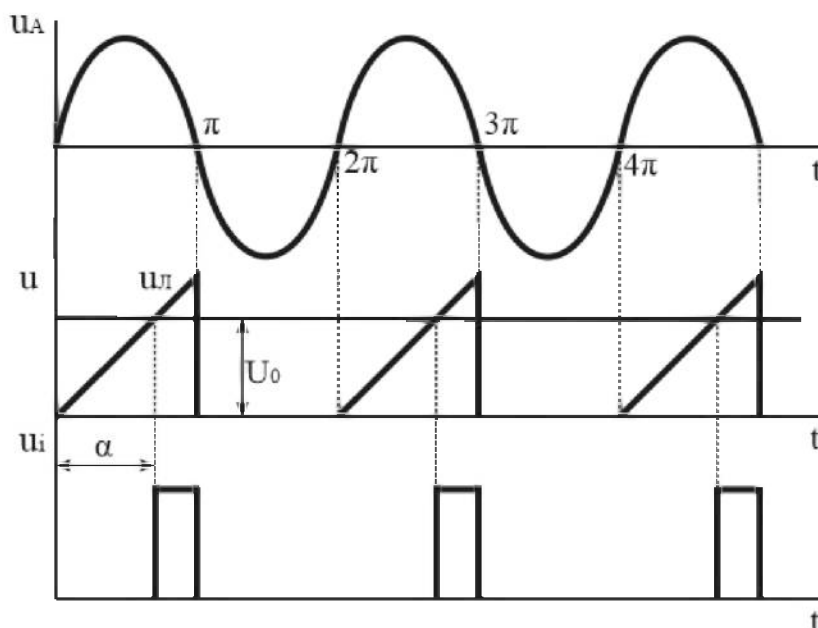


Рисунок 2.40 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги  $u_A$  ГЛН генерує лінійно змінювану напругу  $u_L$ , яка надходить на один з входів вузла порівняння ВП. На другий вхід ВП подається постійна опорна напруга  $U_0$ .

У момент зрівняння цих напруг, коли  $u_L = U_0$ , на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги  $U_0$ .

Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазозсувного пристрою ФЗП.

Вузли ФІ та ПП призначені для формування та підсилення імпульсів керування  $u_i$  необхідної тривалості.

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з однотипних електронних вузлів, це обумовлює можливість при їх реалізації широко використовувати інтегральну технологію і, завдяки цьому, одержувати достатньо надійні та недорогі уніфіковані пристрої керування.

## 2.8 Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням

### 2.8.1 Генератори лінійно змінюваної напруги (ГЛН)

Схема транзисторного ГЛН (генератора пилкоподібної напруги) наведена на рисунку 2.41.

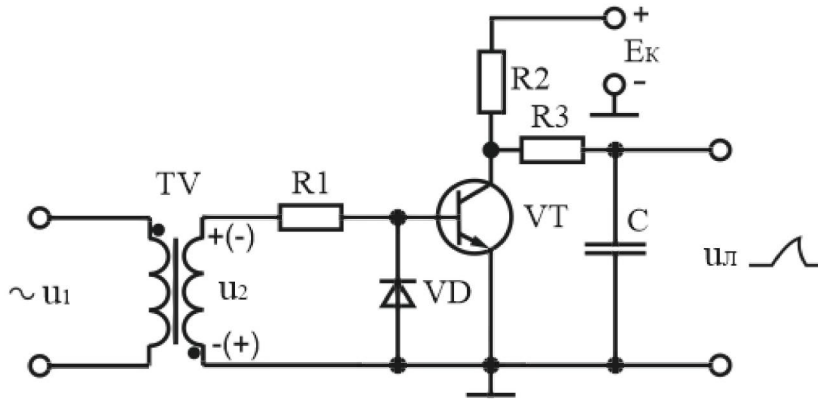


Рисунок 2.41 – Схема транзисторного генератора пилкоподібної напруги

Вона складається з таких елементів: трансформатора напруги TV, вторинна напруга  $u_2$  якого знаходиться у протифазі з первинною напругою  $u_1$ ; транзисторного ключа VT; зарядної RC-ланки R2, R3, C, стала часу якого

$$\tau_{зар} = (R2 + R3)C \gg T_M, \quad (2.41)$$

де  $T_M$  – період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати умову  $R3 \ll R2$ .

Схема працює наступним чином. За позитивної півхвилі  $u_2$  транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга  $u_L = 0$ . За негативної півхвилі  $u_2$  транзистор закривається, а конденсатор заряджається по колу  $(+E_k, R2, R3, C, -E_k)$ .

За наступної позитивної півхвилі  $u_2$ , транзистор VT знову відкривається і конденсатор C швидко розряджається до нуля через резистор R3, що обмежує струм через транзистор.

Оскільки  $t_{зар} \gg T_M$ , можна вважати, що напруга  $u_L$  змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти). Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 2.42.

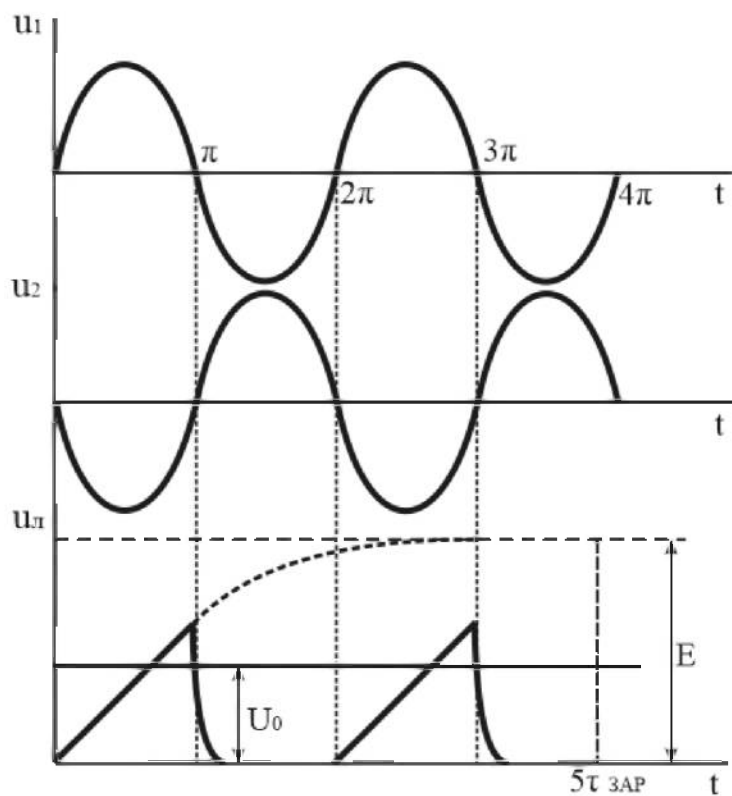


Рисунок 2.42 – Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R2 використати джерело постійного струму, як це показано на рисунку 2.43.

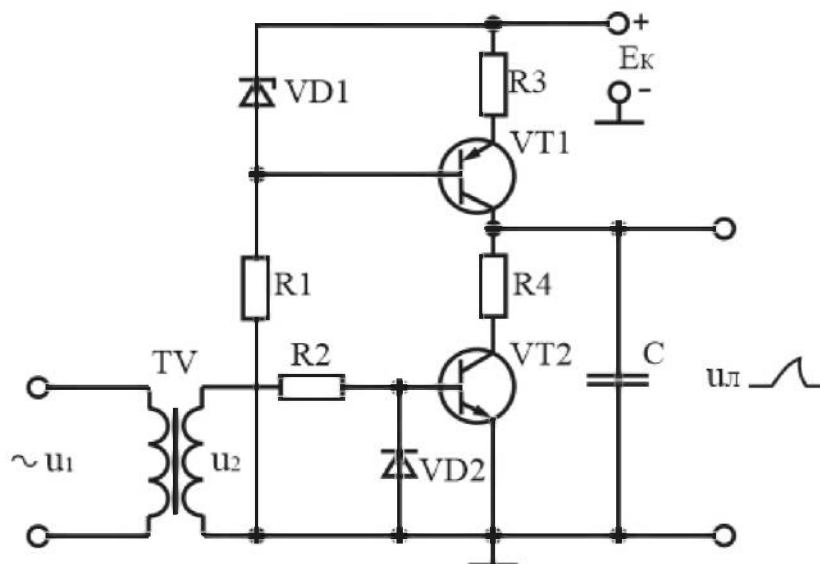


Рисунок 2.43 – Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійно змінюваної напруги, які побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем (рисунок 2.44). Інтегратор складається з елементів R2, C, DA2. Розрядний транзистор VT емітером підключений до інвертуючого входу операційного підсилювача DA2, що має нульовий потенціал. Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі DA1.

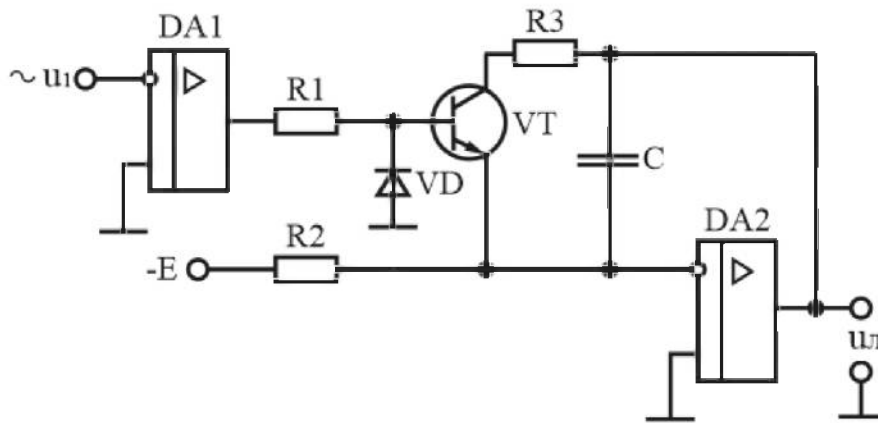


Рисунок 2.44 – Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

### 2.8.2 Вузол порівняння

Вузол порівняння, схема якого наведена на рисунку 2.45, виконано на основі операційного підсилювача DA, що працює в режимі компаратора.

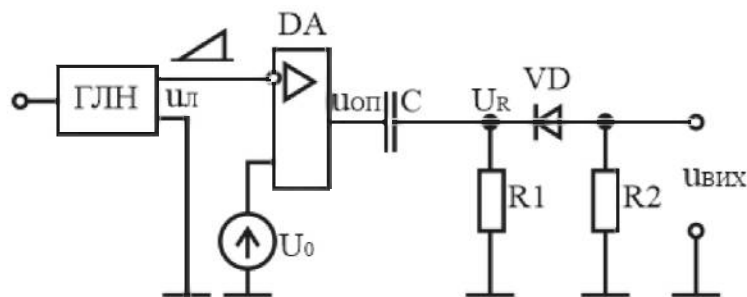


Рисунок 2.45 – Вузол порівняння

На його інвертуючий вхід надходить пилкоподібна напруга  $u_{т}$ , а на неінвертуючий – опорна напруга  $U_0$ . Вихід компаратора з'єднано з формуючим колом: із диференціюючим колом C, R1 і обмежуючим діодним ключем VD, R2, який пропускає на вихід пристрою імпульси тільки від'ємної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 2.46.

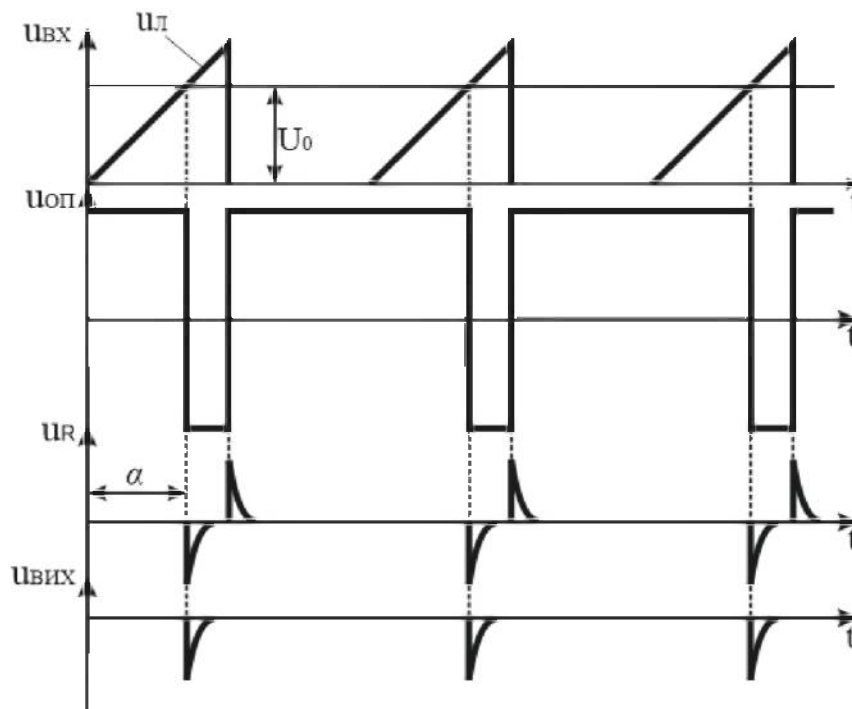


Рисунок 2.46 – Часові діаграми роботи вузла порівняння

Вихідний імпульс вузла порівняння подається на одновібратор, який генерує керуючий імпульс прямокутної форми з необхідною тривалістю.

### 2.8.3 Імпульсний підсилювач потужності

Підсилювач потужності призначений для підсилення прямокутних керуючих імпульсів до рівня, що забезпечує надійне вмикання тиристора. Схема такого підсилювача зображена на рисунку 2.47.

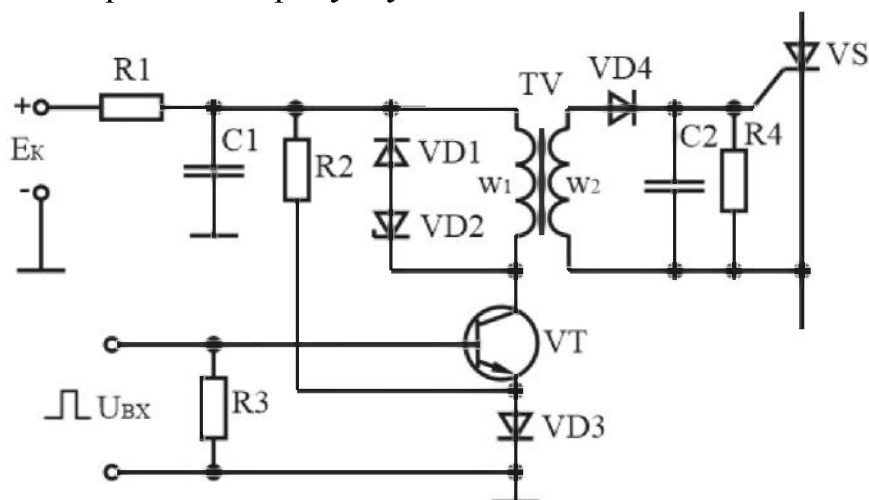


Рисунок 2.47 – Імпульсний підсилювач потужності



Він виконаний на транзисторі VT, який увімкнено за схемою з спільним емітером і працює в ключовому режимі. У колекторне коло транзистора увімкнена первинна обмотка  $w_1$  трансформатора TV, напруга з вторинної обмотки  $w_2$  якого подається у коло керування тиристора VS.

За відсутності вхідного імпульсу  $U_{BX}$  транзистор VT закритий (для надійного забезпечення закритого стану в коло його емітера подана напруга зміщення з діода VD3). Напруга на вихідній обмотці  $w_2$  відсутня.

За надходження прямокутного вхідного імпульсу транзистор переходить у стан насичення і вся напруга  $E_K$  прикладається до первинної обмотки трансформатора  $w_1$ .

Під впливом цієї напруги магнітопровід трансформатора починає перемагнічуватися і на вторинній обмотці з'являється прямокутний позитивний імпульс  $U_{ВИХ} = E w_1 / w_2 = E / n$ , який існує протягом дії вхідного імпульсу.

Коефіцієнт трансформації  $n = w_1 / w_2$  вибирається із умов забезпечення максимальної передачі потужності від підсилювача до кола керування тиристора – для надійного вмикання останнього. Трансформатор, крім узгодження вихідного кола транзистора з навантаженням (колом керування), забезпечує ще й гальванічне (електричне) розділення силового кола та кола керування.

Після закривання транзистора діоди VD1 і VD2 забезпечують розсіювання енергії, що накопичується у магнітопроводі трансформатора по закінченні вхідного імпульсу.

Фільтр R1, C1 знижує вплив роботи підсилювача на інші пристрої, що живляться також від джерела  $E_K$ , оскільки імпульсне споживання енергії призводить до появи у колах живлення завад.

## 2.8.4 Приклади реалізації СІФК

Проста схема резистивно-ємнісної СІФК наведена на рисунку 2.48. Вона складається з часозадавальної ланки R3, R4, C2 і порогового приладу – диністора VS2. Змінюючи величину R4 від нуля до нескінченності (в ідеалі), можна змінювати кут керування  $\alpha$  від нуля до 90 ел. градусів. Реально таку схему застосовують при діапазонах регулювання  $\alpha$  в декілька десятків ел. градусів у невідповідальних регуляторах (наприклад, у регуляторі температури нагріву паяльника).

У кожному додатному напівперіоді анодної напруги тиристора напруга на конденсаторі C зростає до тих пір, доки не досягне значення напруги вмикання

диністора VS2, після чого конденсатор C2 швидко розряджається через коло керування тиристора, вмикаючи останній.

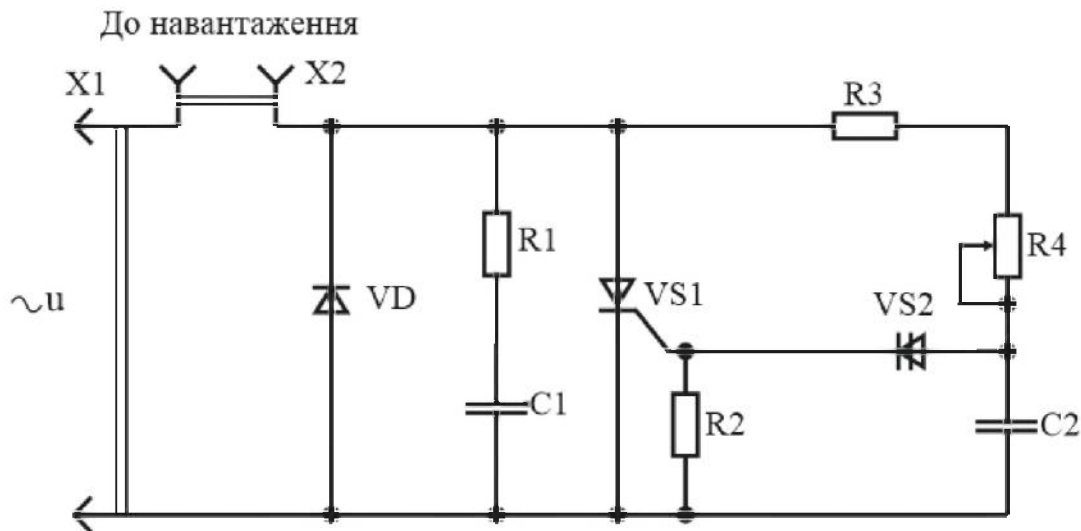


Рисунок 2.48 – Резистивно-ємнісна СІФК

Диністор VS2 забезпечує більш чітку роботу схеми при змінах значення керуючої напруги вмикання тиристора зі змінами температури.

Коло R1, C1 захищає тиристор від самочинного вмикання – знижує швидкість зростання напруги на тиристорі до прийнятних значень, наприклад, при підключенні пристрою до мережі.

Більш складна схема одного каналу СІФК з вертикальним керуванням наведена на рисунку 2.49.

В даній схемі синхронізуюча напруга з вторинної обмотки трансформатора TV, після заводозахищаючого фільтра на елементах R1, C2, надходить на нуль-орган DA1.1, який керує розрядним ключем на транзисторі VT1 генератора лінійно змінюваної напруги, виконаного на операційному підсилювачі DA1.3.

За допомогою резистора R7 регулюють нахил пилкоподібної напруги для забезпечення ідентичності каналів багатоканальної СІФК. Їх неідентичність виникає за рахунок технологічного розкиду параметрів елементів часозадаючого кола R7, R9, C4 в різних екземплярах пристрою.

Вихідна напруга генератора компаратором DA1.4 порівнюється із заданою напругою, що надходить з ділянки R11 - R13 і визначає величину вихідної напруги керованого випрямляча.

Диференціююче коло C3, R3 забезпечує подачу імпульсу запуску на одно-вібратор, побудований на операційному підсилювачі DA1.2.

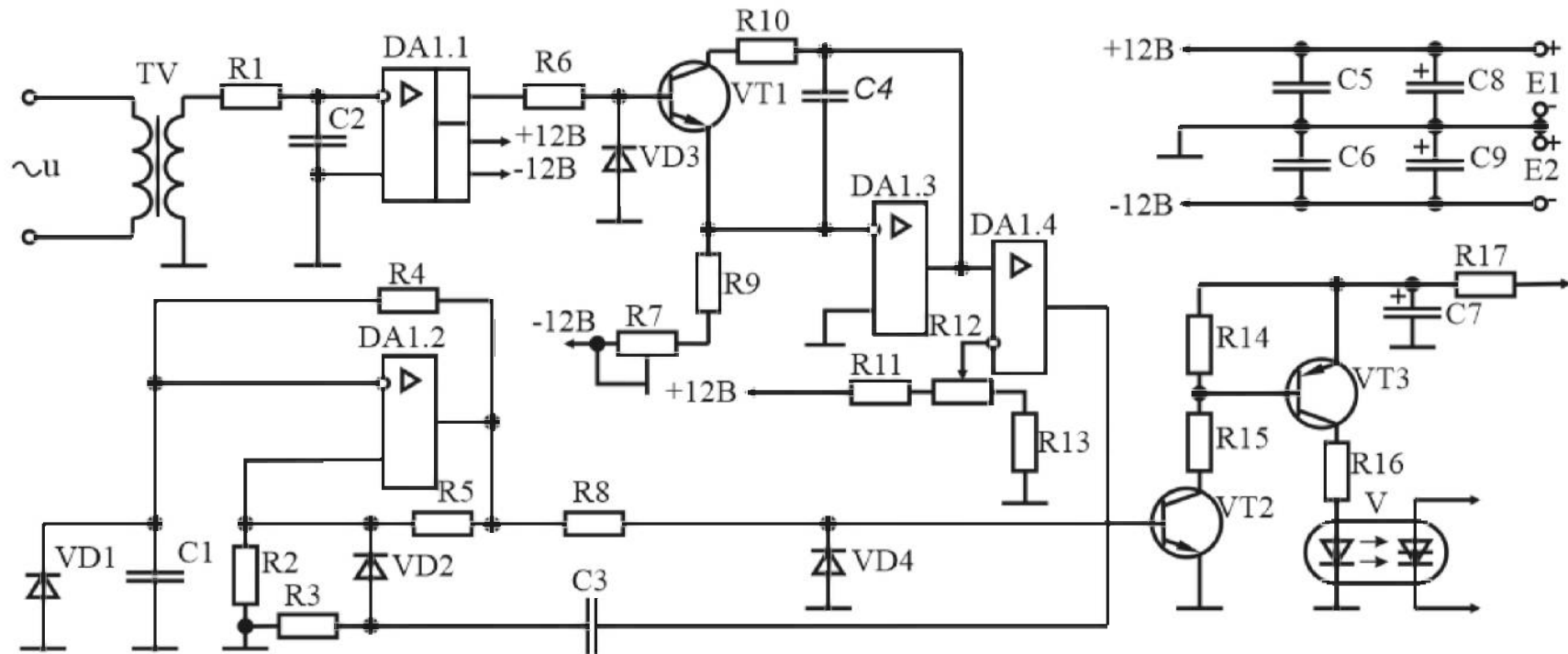


Рисунок 2.49 – Схема каналу СІФУ з вертикальним керуванням

Підсилює генерований одинвібратором керуючий імпульс підсилювач потужності на транзисторах VT2 і VT3. Фільтруюче коло C7, R17 знижує вплив імпульсного підсилювача на кола живлення (поглинає імпульсні завади).

Живиться СІФК від двополярного джерела напруги E1, E2, до якого підключаються через фільтруючі конденсатори – електrolітичні C8, C9 і керамічні C5, C6 (останні забезпечують поглинання високочастотних завад у колах живлення).

Використання в якості виконавчого елемента оптронного тиристора V виключає, в даному випадку, застосування дорогого і нетехнологічного імпульсного трансформатора.

Оптронні тиристри в наш час дозволяють комутувати струм в сотні ампер. За необхідності в більш потужному силовому ключі використовують потужний тиристор, яким керує оптронний тиристор, як це показано на рисунку 2.50.

Тут кола R1, C1 і R3, C3 знижують швидкість зростання напруги до допустимого значення на тиристорах V і VS відповідно.

Елементи R2 і C2 забезпечують завадостійкість кола керування тиристора VS, а резистор R1 обмежує його струм керування (розраховується за максимально допустимим значенням струму для амплітудного значення напруги мережі).

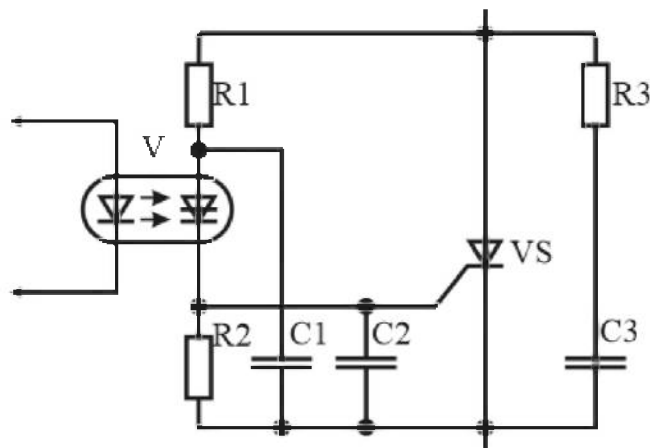


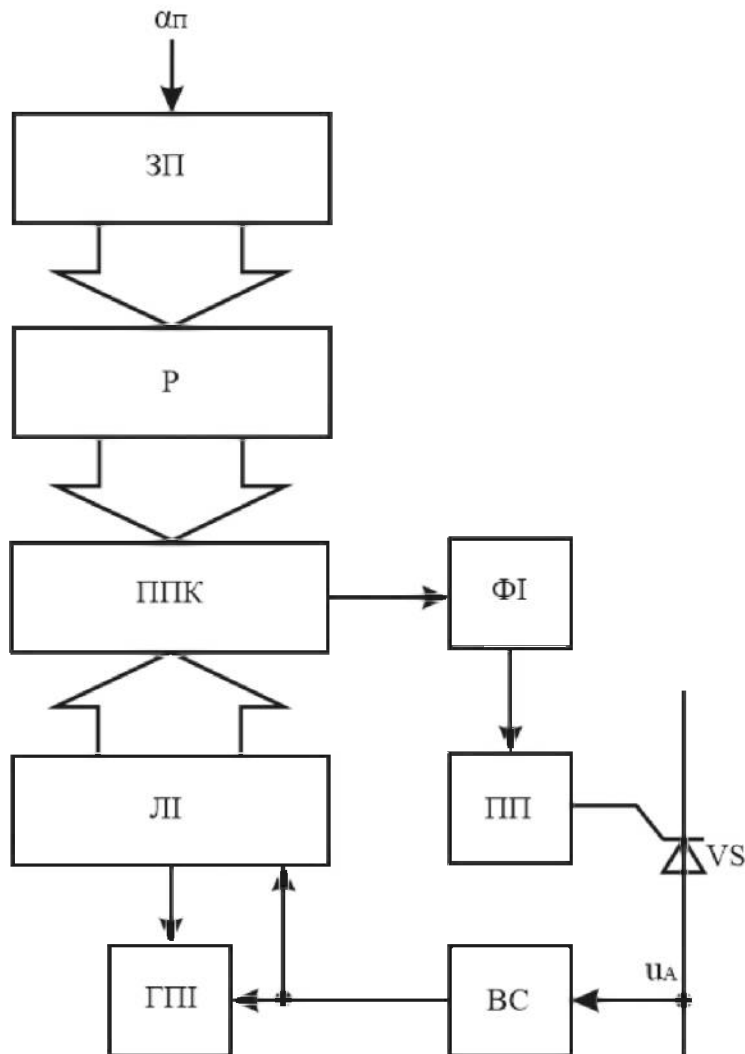
Рисунок 2.50 – Вмикання силового тиристора за допомогою малопотужного оптронного тиристора

### 2.8.5 СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне значення кута керування  $\alpha$  задається у вигляді цифрового коду. Після відповідної обробки цього коду

цифровою системою на її виході генерується прямокутний імпульс керування, фаза якого відповідає поточному значенню кута керування  $\alpha$ .

За своєю суттю така СІФК є цифровим аналогом СІФК з вертикальним керуванням аналогової дії. Структурна схема СІФК з цифровим керуванням наведена на рисунку 2.51.



На схемі позначено: ЗП – задаючий пристрій, за допомогою якого значення  $\alpha$  задається у вигляді цифрового коду; Р – регістр, в якому зберігається код поточного значення  $\alpha$ , це елемент оперативної пам'яті системи; ППК – пристрій порівняння кодів (цифровий компаратор); ЛІ – лічильник імпульсів; ГПІ – генератор прямокутних імпульсів еталонної частоти; ФІ – формувач імпульсів; ПП – підсилювач потужності; ВС – вузол синхронізації.

Рисунок 2.51 – Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

На початку кожного циклу роботи в реєстр  $P$  заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ код  $\alpha$  (який є аналогом опорної напруги  $U_0$  у аналоговій СІФК з вертикальним керуванням).

У момент переходу анодної напруги на тиристорі  $u_A$  через нуль вузол синхронізації ВС вмикає генератор ГПІ і лічильник імпульсів ЛІ, який починає рахувати імпульси. Лінійно зростаючий код (аналог напруги  $u_{ЛІ}$ ) з виходу ЛІ подається на цифровий пристрій порівняння кодів ППК, куди також подається і код з виходу реєстра  $P$ . Після досягнення кодом лічильника значення коду, що зберігається в реєстрі  $P$ , ППК виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача імпульсів ФІ. Вихідний імпульс ФІ після підсилення в ППІ подається на керуючий електрод тиристора  $VS$ .

Після закінчення позитивної півхвилі  $u_A$  ВС вимикає генератор ГПІ і встановлює лічильник імпульсів ЛІ в нульовий стан – схема готова до наступного циклу роботи.

У зв'язку з інтенсивним розвитком інтегральної технології цифровий метод керування знаходить дедалі ширше використання в перетворювальних пристроях.

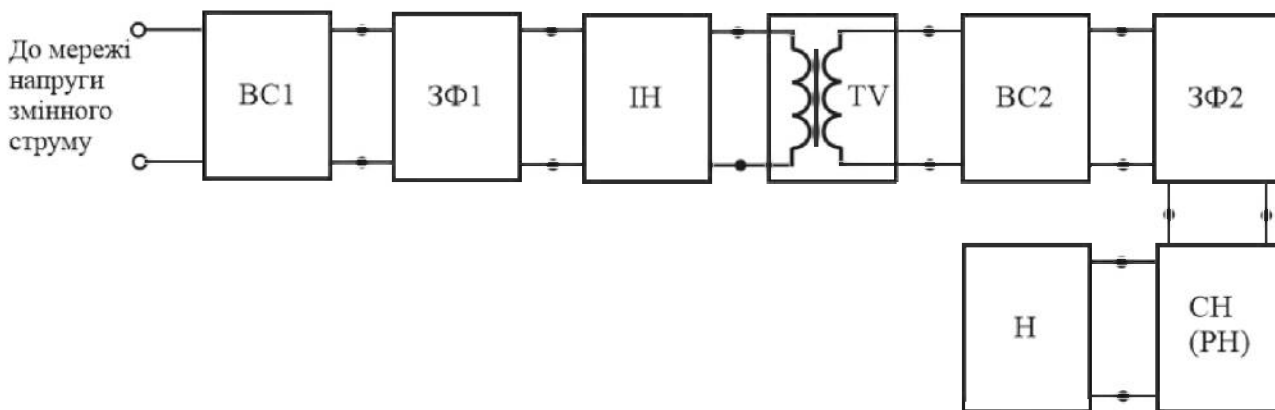
СІФК з цифровим керуванням можуть забезпечувати практично будь-яку точність задання кута керування (з допустимою величиною дискретності). Це досягається за рахунок вибору необхідного числа розрядів  $P$  і ЛІ, а також частоти ГПІ.

Не дивлячись на більші апаратні витрати (більшу кількість корпусів ІМС середнього ступеня інтеграції), цифрові СІФК порівняно з аналоговими забезпечують:

- більшу точність роботи;
- високу надійність;
- абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями.

## **2.9 Випрямлячі з багатократним перетворенням**

Для живлення сучасних електронних пристроїв широко застосовують так звані безтрансформаторні випрямлячі або випрямлячі з багатократним перетворенням. Узагальнена структурна схема такого випрямляча наведена на рисунку 2.52.



На схемі позначено: BC1 – перша вентильна схема; ЗФ1 – перший згладжувальний фільтр; ІН – інвертор напруги; TV – трансформатор напруги; BC2 – друга вентильна схема; ЗФ2 – другий згладжувальний фільтр; СН (РН) – стабілізатор напруги (регулятор напруги);  
Н – навантаження.

Рисунок 2.52 – Структурна схема випрямляча з багатократним перетворенням

Напруга мережі випрямляється вентильною схемою BC1 і згладжується фільтром ЗФ1. Потім інвертор ІН перетворює постійну напругу в змінну прямокутну з високою частотою (десятки кілогерц). Далі трансформатор TV забезпечує отримання необхідної величини напруги, а також електричне розділення кіл (вторинних обмоток у нього може бути декілька, відповідно наступних вузлів випрямляча також). В подальшому отримана змінна напруга випрямляється вентильною схемою BC2 і згладжується фільтром ЗФ2. Отримана постійна напруга подається на стабілізатор (регулятор) СН (РН) і далі – на навантаження Н.

Такий випрямляч, звісно, має нижчий к.к.д. і більш дорожчий. Але масогабаритні показники трансформатора і елементів фільтра ЗФ2 невеликі за рахунок роботи на підвищеній частоті. Якість отриманої напруги також значно вища, бо легше забезпечити високу ступінь фільтрації випрямленої прямокутної напруги високої частоти.

Назва «безтрансформаторний» підкреслює відсутність у складі випрямляча мережного трансформатора, який у звичайному випрямлячі визначає масогабаритні показники.

## *КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 2*

1. Поясніть, що таке випрямляч. Для чого призначені випрямлячі?
2. Наведіть структурну схему випрямляча і поясніть призначення його функціональних вузлів.
3. Назвіть ознаки, за якими класифікують випрямлячі.
4. Назвіть основні параметри, які характеризують роботу випрямлячів?
5. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом.
6. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча.
7. Наведіть основні розрахункові співвідношення для однофазних випрямлячів.
8. Наведіть схему і поясніть роботу подвоювача напруги.
9. Поясніть, у яких випадках застосовують трифазні випрямлячі.
10. Наведіть схему Міткевича і поясніть принцип її роботи.
11. Наведіть схему Ларіонова і поясніть принцип її роботи.
12. Порівняйте схему Міткевича зі схемою Ларіонова. В яких випадках яка з них більш придатна і чому?
13. Поясніть, що таке стабілізатор напруги (струму). Для чого призначені і в яких випадках застосовуються стабілізатори?
14. Назвіть дестабілізуючі чинники, що впливають на величину випрямленої напруги.
15. Наведіть признаки по яких класифікують стабілізатори.
16. Наведіть схему, поясніть принцип дії і порядок розрахунку параметричного стабілізатора.
17. Назвіть види компенсаційних стабілізаторів напруги. Поясніть специфіку їх роботи.
18. Наведіть схему компенсаційного стабілізатора, поясніть призначення елементів і принцип дії.
19. Наведіть схему і поясніть принцип дії стабілізатора струму.
20. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, поясніть їх особливості.
21. Поясніть специфіку побудови і роботи імпульсних регуляторів напруги постійного струму, а також їх переваги перед регуляторами безперервної дії.
22. Наведіть схему імпульсного регулятора напруги постійного струму, поясніть принцип її дії.



23. Поясніть, на чому ґрунтується принцип дії тиристорних керованих випрямлячів?
24. Поясніть за допомогою часових діаграм роботу однофазного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора.
25. Наведіть регулювальну характеристику керованого випрямляча і поясніть характер її залежності при лінійних змінах кута керування.
26. Поясніть за допомогою часових діаграм роботу трифазного керованого випрямляча з нульовим виводом трансформатора.
27. Поясніть за допомогою часових діаграм роботу трифазного мостового керованого випрямляча.
28. Поясніть, що таке система імпульсно-фазного керування (СІФК)? Для чого застосовують такі системи? Назвіть види СІФК.
29. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи СІФК з горизонтальним керуванням.
30. Поясніть, у чому полягає принцип дії СІФК з вертикальним керуванням. Наведіть структурну схему такої СІФК і поясніть призначення її вузлів.
31. На основі яких типових електронних пристроїв може бути побудована СІФК з вертикальним керуванням?
32. Наведіть схему і поясніть принцип роботи транзисторного генератора лінійно змінюваної напруги.
33. Поясніть принцип роботи транзисторного генератора лінійно змінюваної напруги з джерелом струму.
34. Поясніть специфіку побудови і принцип дії СІФК з цифровим керуванням.
35. Вкажіть переваги цифрової СІФК перед СІФК аналогової дії.

## РОЗДІЛ 3

### ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ: РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОГО СТРУМУ

#### 3.1 Загальні відомості і класифікація

Регулятори змінного струму є електронними ключами, що дозволяють вмикати чи вимикати навантаження у колі змінного струму або регулювати потужність, яка виділяється у навантаженні. Вони, як і випрямлячі, належать до класу перетворювачів ведених мережею.

Регулятори можуть бути класифіковані у залежності від способу керування, числа фаз, схеми з'єднання, виду навантаження та ін. Найбільш загальна їхня класифікація ґрунтується на способі керування та включає такі типи регуляторів:

- електронний ключ типу контактора;
- керований електронний ключ;
- регульований електронний ключ.

**Електронний ключ типу контактора**, як і електромеханічний контактор, слугує лише для вмикання або вимикання навантаження. Після вмикання напруга на навантаженні дорівнює напрузі мережі живлення. Такі ключі застосовують, наприклад, для керування нагрівальними приладами (печі опору, побутові електронагрівачі і т.п.), для комутації одно- та трифазних електродвигунів.

**Керований електронний ключ** відрізняється від контактора тим, що для зниження величини перехідних струмів, що супроводжують процес вмикання, подача напруги на навантаження здійснюється поступово від нуля до значення напруги мережі живлення. Це реалізується зменшенням кута керування від найбільшої величини до найменшої з наперед встановленою швидкістю. Керовані електронні ключі можуть бути застосовані, наприклад, для уповільненого вмикання чи вимикання освітлення, для такого ж запуску електродвигуна, що забезпечує зниження величини пускового струму.

**Регульований електронний ключ** являє собою ключ, у якого може здійснюватися регулювання кута керування за необхідним законом, а значить і потужності, що віддається у навантаження, їх застосовують у регуляторах (стабі-

лізаторах) напруги, для регулювання яскравості потужних джерел освітлення і т. ін.

Слід зазначити, що при роботі регульованого ключа форма кривої напруги на навантаженні відрізняється від форми кривої мережі живлення, за рахунок чого і напруга, і струм містять у собі багато гармонік. Основна гармоніка має ту ж частоту, що й частота напруги живлення. Струм основної гармоніки відстає від напруги за фазою. Величина кута відставання залежить від виду навантаження і величини кута керування, але, навіть за активного навантаження, кут відставання не дорівнює нулю: пристрої з такими ключами завжди споживають реактивну потужність.

Регулятори усіх трьох типів мають однакову схему силового електронного вузла, але відрізняються побудовою системи керування, що повинна реалізовувати необхідний закон зміни напруги на навантаженні.

У якості силових елементів у потужних регуляторах використовуються, в основному, тиристри, симістри, діоди і рідше повністю керовані напівпровідникові прилади (двоопераційні тиристри, потужні біполярні та польові транзистори, силові БТІЗ).

Із властивостей тиристора (симістора) впливає, що сигнал керування вмикає регулятор напруги змінного струму майже без затримки, після чого струм у колі навантаження припиняється лише при переході його через нуль (за умови відсутності сигналу керування). Очевидно, що при використанні повністю керованих приладів припинення струму у колі навантаження може бути здійснене у будь-який момент півхвилі змінного струму.

Проектування силової схеми регулятора змінного струму є комплексною задачею, бо навіть у сталому режимі струм через тиристри та напруга на них мають квазістаціонарний характер.

При виборі вентилів регулятора (наприклад, тиристорів) за струмом та напругою, втрати потужності в них знаходять, виходячи з форми кривої струму, що протікає через напівпровідниковий прилад. Втрати у вентилі практично дорівнюють втратам від прямого струму; що, у свого чергу, залежать від середнього та діючого значень струму напівпровідникового приладу і параметрів його прямої гілки ВАХ. Для визначення зазначених струмів використовують графічні залежності, що називаються характеристиками керування, або регульовальними характеристиками, і зображують залежність від кута керування середніх і діючих значень струмів окремих вентилів, а також діючих значень струму та напруги на наван-

таженні у сталому режимі. Ці графіки необхідні не тільки для вибору вентилів для регулятора, але й для його загального розрахунку.

Придатний за струмом вентиль для регулятора можна вибрати, якщо знати втрати потужності в ньому та параметри охолодження (середня температура, тепловий опір і допустима температура напівпровідникового переходу вентиля, тепловий опір охолоджувача). Робочу напругу вентиля вибирають, виходячи із значень стаціонарної напруги, що залежить від схеми з'єднання, навантаження, змін у напрузі мережі живлення і проти-е.р.с., а також перехідної напруги, зумовленої комутаційними й зовнішніми перенапругами. Перехідна напруга, як правило, визначається за допомогою коефіцієнта перенапруг, що залежить від застосованих засобів захисту від перенапруг і динамічних характеристик вентилів.

### 3.2 Однофазні регулятори змінного струму

Найбільш розповсюдженими є однофазні регулятори змінного струму зі схемами силової частини, зображеними на рисунку 3.1. Надалі силову частину регулятора будемо називати електронним ключем (ЕК).

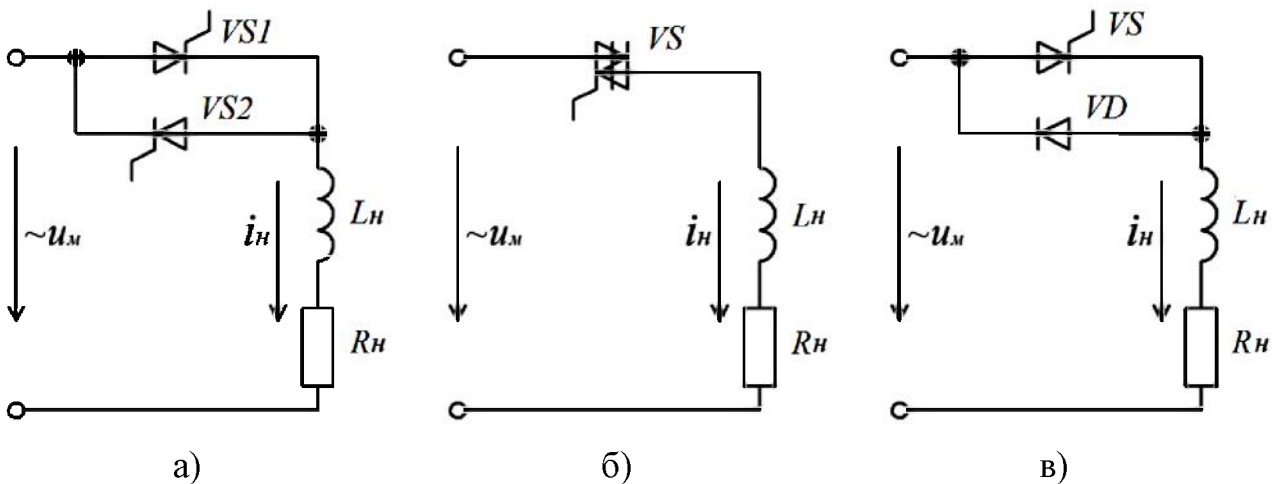


Рисунок 3.1 – Однофазні регулятори змінного струму. Схеми силової частини

На рисунку 3.1, а показано основну схему повністю керованого однофазного симетричного електронного ключа типу "тиристор-тиристор". Навантаження  $L_n$ ,  $R_n$  приєднується до мережі живлення через два тиристори, з'єднані зустрічно-паралельно. Як відомо, щоб тиристор почав проводити струм, до нього повинна бути прикладена пряма напруга і необхідно пропустити струм по його колу керування - подати керуючий сигнал. Якщо величина кута керування однакова

у обох півперіодах (симетричне керування), то напруга на навантаженні не буде мати постійної складової.

Два з'єднані зустрічно-паралельно тиристори можуть бути замінені одним симетричним тиристором (симістором), як це показано на рисунку 3.1, б.

Незважаючи на те, що схема електронного ключа із симістором (рисунок 3.1, б) простіша, у порівнянні з основною схемою, вона широкого застосування не знайшла у зв'язку з тим, що сучасні симістори поки що істотно поступаються тиристорам за перевантажувальною здатністю та динамічними параметрами.

На рисунку 3.1, в наведено однофазну напівкеровану схему електронного ключа типу "тиристор-діод". Її застосування обмежене тому, що, по-перше, енергія до навантаження тут подається в одному півперіоді з керуванням, а в другому - без нього. Через це, по-друге, напруга на навантаженні має постійну складову, якщо кут керування тиристора відрізняється від нуля, а провідність переривчаста.

Оскільки СК є основним вузлом регулятора, що визначає його функціональні можливості, то знайдемо основні розрахункові співвідношення, що дозволяють вибрати тиристори, а також визначити характер впливу процесів у регуляторі на навантаження. Для цього розглянемо детальніше роботу електронного ключа (рисунок 3.1, а) при активному та активно-індуктивному навантаженнях.

Часові діаграми напруг і струмів на навантаженні та елементах схеми для цих електронних ключів зображені на рисунку 3.2, де позначено:

$u_M$  – напруга мережі живлення;

$u_{КЕР}$  – напруга сигналу керування;

$R_H$  – активний опір навантаження;

$L_H$  – індуктивність навантаження;

$u_H, i_H$  – напруга і струм навантаження;

$\vartheta = 2\pi ft$ ,  $f$  – частота мережі;

$\alpha$  – кут керування;

$\lambda$  – кут провідності тиристора;

$\delta$  – кут, на який збільшується провідність тиристора за активно-індуктивного навантаження ( $\delta = \alpha_{вим} - \pi$ ).

$\alpha_{вим}$  – кут вимикання тиристора ( $\alpha_{вим} = \alpha + \lambda$ ).

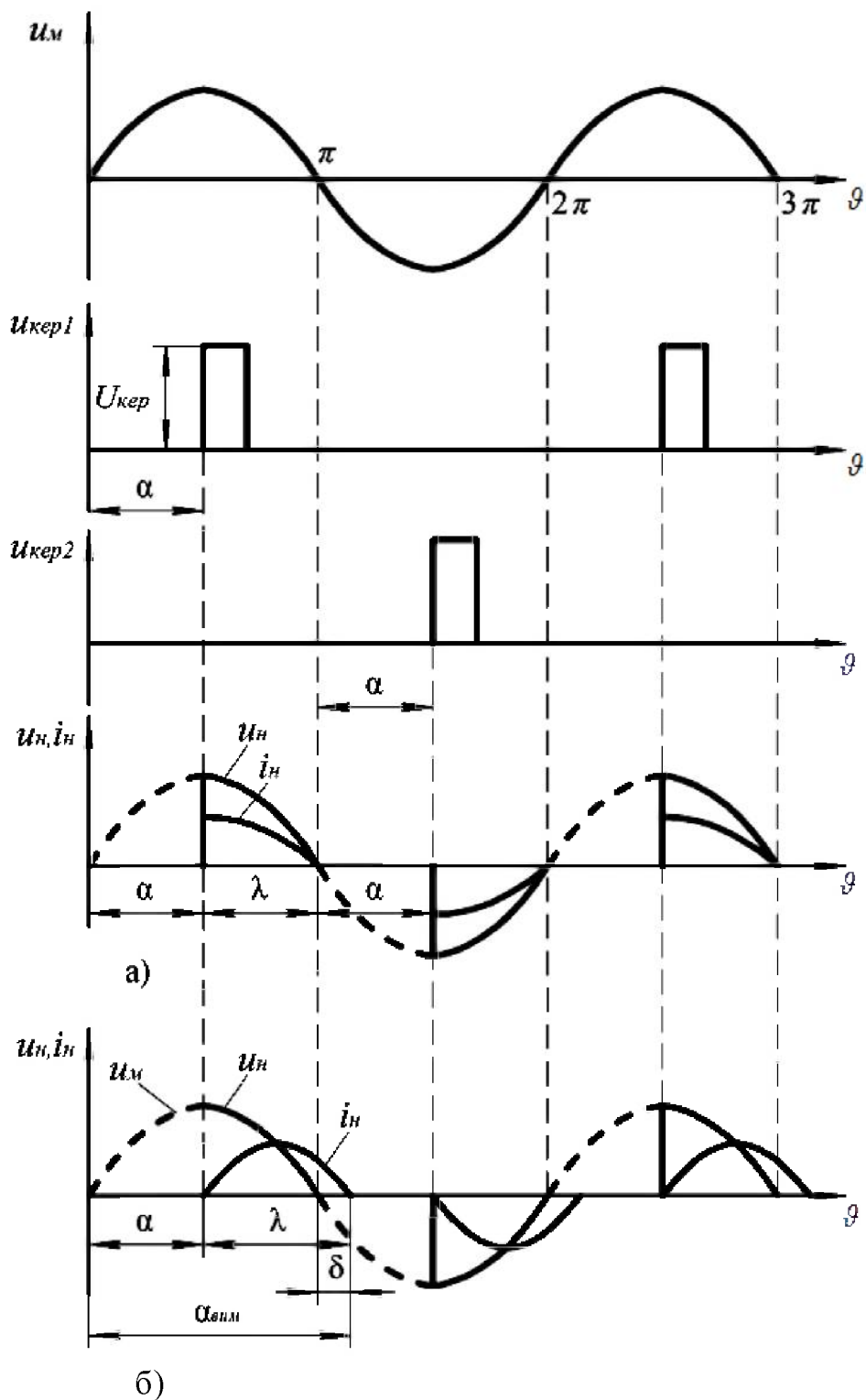


Рисунок 3.2 – Часові діаграми напруг і струмів однофазних регуляторів змінного струму

При активному характері навантаження його струм за формою повторює напругу на ньому. Через тиристор VS1 струм протікає протягом позитивного півперіоду, а через тиристор VS2 – протягом негативного. Завдяки симетрично-

сті керування середні  $I_{Ta}$  та діючі  $I_T$  значення струмів через обидва тиристори однакові й становлять відповідно

$$I_{Ta} = \frac{U_M}{\sqrt{2\pi R_H}} (1 + \cos \alpha), \quad (3.1)$$

де  $U_M$  – діюче значення напруги мережі.

$$I_T = \frac{U_M}{R_H} \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)}. \quad (3.2)$$

За цими виразами можна побудувати залежності середнього і діючого значень струмів тиристорів від кута керування. Для забезпечення універсальності використання їх будують у відносних одиницях

$$I_{Ta}^* = \frac{I_{Ta}}{I_{Ta0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (3.3)$$

$$I_T^* = \frac{I_T}{I_{T0}} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad (3.4)$$

де  $I_{Ta}$  і  $I_{T0}$  відповідають куту керування  $\alpha = 0$ .

Ці залежності, що називаються характеристиками керування, наведені на рисунку 3.3.

На рисунку 3.4 наведена залежність коефіцієнта форми струму тиристорів від кута керування, побудована за виразом (3.5).

$$F_i(\alpha) = \frac{I_T}{I_{Ta}} = \frac{\pi \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}}{1 + \cos \alpha}. \quad (3.5)$$

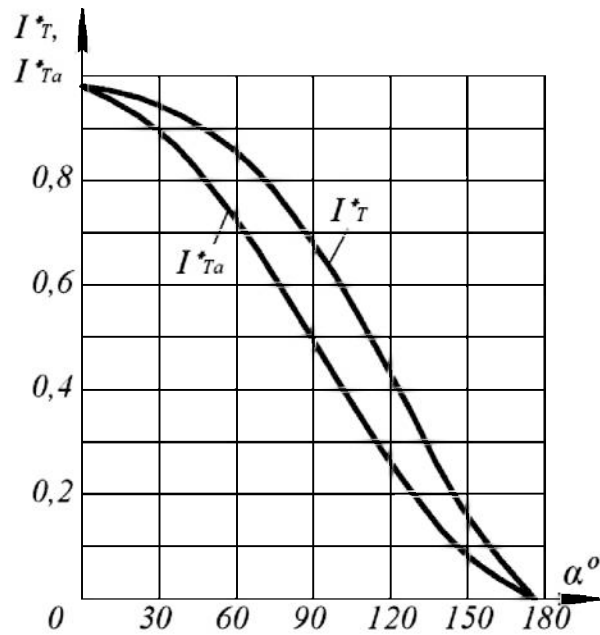


Рисунок 3.3 – Характеристики керування тиристорів

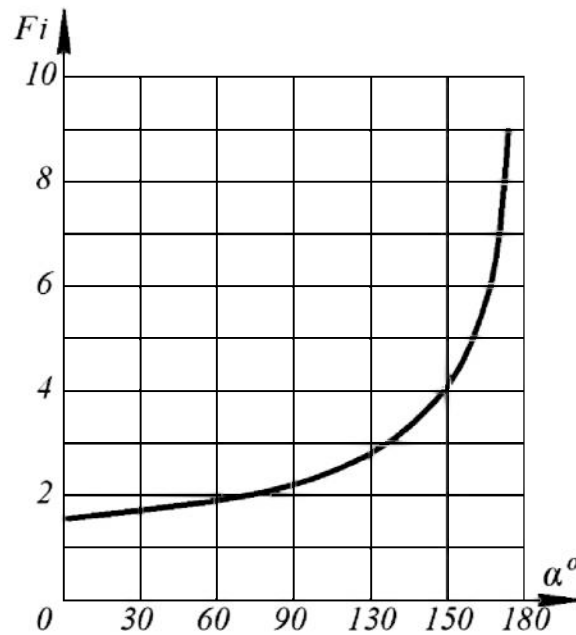


Рисунок 3.4 – Залежність коефіцієнта форми струму тиристорів від кута керування

Середнє значення напруги на навантаженні  $U_{Ha} = 0$ , а її діюче значення

$$U_H = U_M \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)}, \quad (3.6)$$

або у відносних одиницях



$$U_H^* = \frac{U_H}{U_M} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}. \quad (3.7)$$

Залежність (3.7), що є регулювальною характеристикою електронного ключа, зображено на рисунку 3.5.

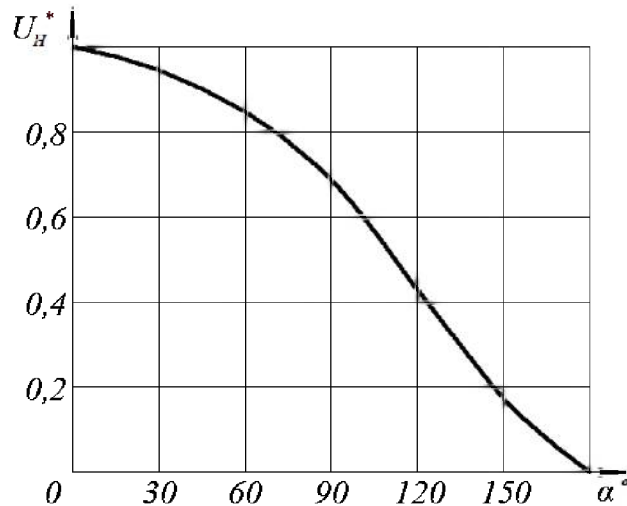


Рисунок 3.5 – Регулювальна характеристика електронного ключа

Втрати потужності у одному тиристорі за умови, що основним джерелом нагрівання є втрати у стані прямої провідності, становлять

$$\Delta P = U_0 I_{Ta} + R_d I_T^2 = U_0 I_{Ta0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} + R_d I_{T0}^2 \left( 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right). \quad (3.8)$$

де  $U_0$ ,  $R_d$  – гранична напруга і динамічний опір (параметри прямої гілки ВАХ тиристора).

Максимальні значення зворотної і прямої напруг на тиристорі визначаються з виразу

$$U_{ЗВМАКС} = U_M \sqrt{2K_{\Pi}}, \quad (3.9)$$

де  $K_{\Pi}$  – коефіцієнт, що враховує рівень перенапруг, величина яких зумовлена як комутаційними процесами, так і зовнішніми перенапругами (зазвичай задають  $K_{\Pi} = 1,4 - 1,6$ ).

При активно-індуктивному навантаженні ( $R_H \neq 0$ ,  $L_H \neq 0$ ) виникає е.р.с. самоіндукції, що перешкоджає змінам струму, і форма струму у колі не повторює фор-

ми напруги. Струм через тиристор протікає ще протягом деякого часу після зміни знаку напруги живлення.

Вираз для струму навантаження, а отже, і для струму тиристора має вигляд

$$i(\vartheta) = i_T = \frac{U_M \sqrt{2}}{Z_H} \left[ \sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\vartheta - \alpha}{\omega \tau_H}} \right]. \quad (3.10)$$

Кут вимикання тиристора  $\alpha_{\text{вим}}$  може бути визначений із рівняння

$$\sin(\alpha_{\text{вим}} - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\alpha_{\text{вим}} - \alpha}{\omega \tau_H}}. \quad (3.11)$$

Яке виходить із (3.10) за умови  $i = 0$  при  $\vartheta = \alpha_{\text{вим}} = \alpha + \lambda$ .

Результати розв'язання рівняння (3.11) подані у графічному вигляді на рисунку 3.6.

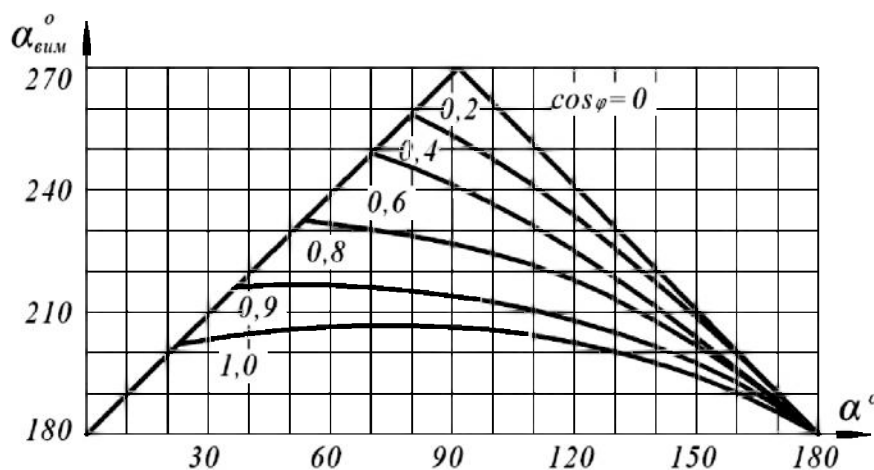


Рисунок 3.6 – Зв'язок кута керування з кутом вимикання ключа при активно-індуктивному навантаженні

Із (3.10) випливає, що при  $\alpha = \varphi$  вільна складова струму не виникає, і струм визначається тільки примусовою складовою. Таке значення кута керування називається критичним кутом керування  $\alpha_{\text{кр}}$ , тому що кінець імпульсу струму через один тиристор збігається з початком протікання струму через другий. При  $\alpha > \alpha_{\text{кр}}$  струм навантаження має переривчастий характер, а при  $\alpha < \alpha_{\text{кр}}$  — безперервний. Регулювання напруги та струму навантаження можливе лише при зміні кута керування тиристорів у межах

$$\alpha_{кр} < \alpha < \pi. \quad (3.12)$$

Діюче значення струму через тиристор становить

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_{ВИМ}} i_T^2 d\vartheta}, \quad (3.13)$$

а його середнє значення

$$I_{Ta} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_{ВИМ}} i_T d\vartheta. \quad (3.14)$$

Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_H = U_M \sqrt{\frac{1}{\pi} (\alpha_{ВИМ} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{ВИМ}}{2})}, \quad (3.15)$$

або у відносних одиницях

$$U_H^* = \frac{U_H}{U_M} \sqrt{\frac{1}{\pi} (\alpha_{ВИМ} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{ВИМ}}{2})}. \quad (3.16)$$

Подальший розрахунок аналогічний випадку з активним навантаженням.

Для забезпечення нормальної роботи електронного ключа при активно-індуктивному навантаженні у режимі нерегульованого ключа (перший тип ключів), що має місце при  $\alpha < \alpha_{кр}$ , необхідно подавати на тиристри керуючі імпульси достатньої тривалості, не меншої за  $(\varphi - \alpha)$ . Виходячи з найменшого кута  $\alpha = 0$ , тривалість імпульсів, що вмикають тиристри, повинна бути не меншою за  $j$ . Інакше імпульс керування для чергового тиристора закінчиться раніше, ніж припиниться струм у паралельному йому тиристорі, і тиристор не зможе відкритися – відбудеться пропуск вмикання тиристора.

### 3.3 Трифазні регулятори змінного струму

На рисунку 3.7 наведено найбільш розповсюджені варіанти силових схем вмикання трифазних симетричних регуляторів, тобто трифазних електронних ключів, що виконані за схемою з'єднання "тиристор-тиристор". У схемі на рисунку 3.7, а нейтраль зірки виведена, а у схемах на рисунках 3.7, б та 3.7, в вона ізольована. Два зустрічно-паралельних тиристори на цих схемах можна замінити одним симістором чи тиристором, зашунтованим у зворотному напрямку діодом. Для схеми вмикання за рисунком 3.7, а останній варіант не використовується.

Максимальні значення прямої та зворотної напруг на тиристорах у схемі рисунок 3.7, а визначаються амплітудою фазної напруги  $\sqrt{2}U_{\phi}$ , а у схемах рисунки 3.7, б та 3.7, в – амплітудою лінійної напруги  $\sqrt{2}U_{\text{Л}}$  якщо тиристор шунтується діодом у зворотному напрямку, і величиною  $1,5 \sqrt{2}U_{\phi}$ , за відсутності діодів.

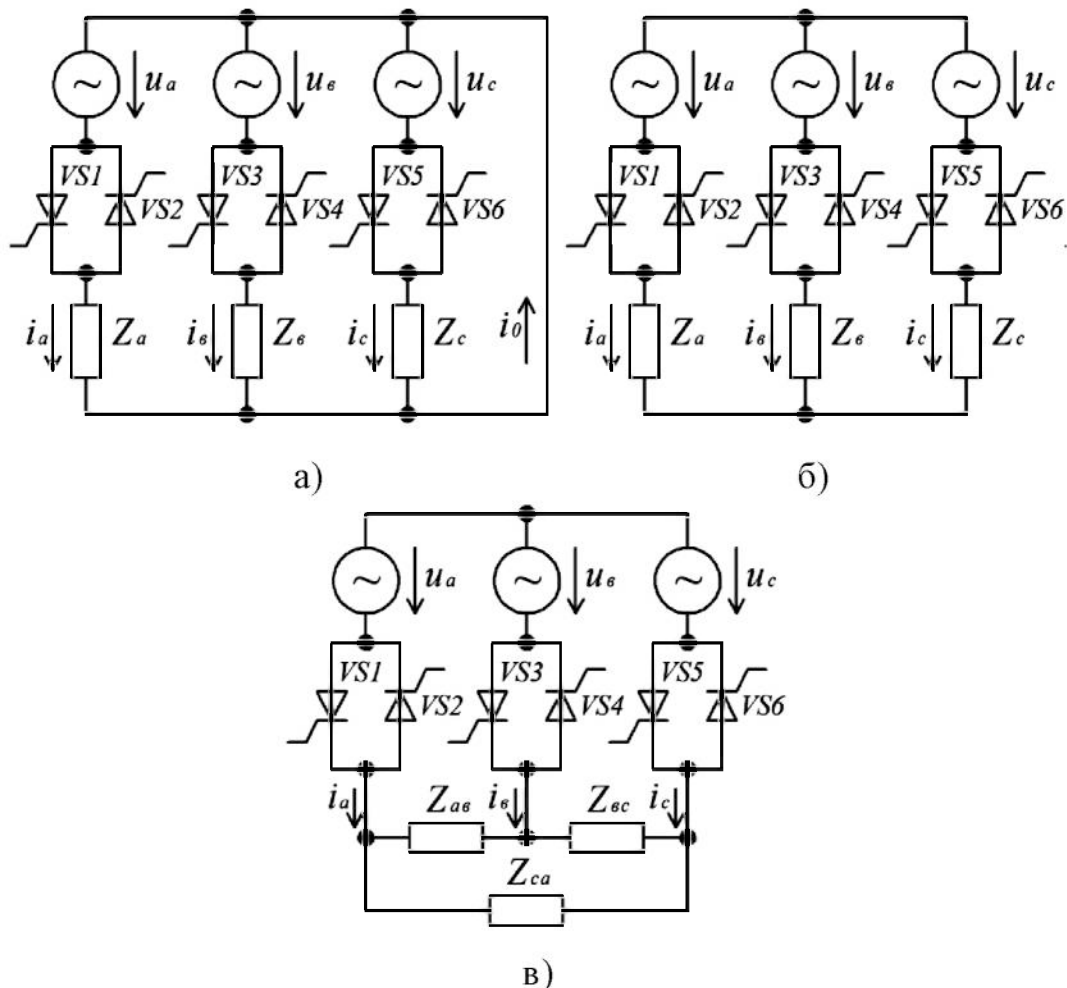


Рисунок 3.7 – Варіанти силових схем вмикання трифазних симетричних регуляторів

Схеми вмикання з ізольованою нейтраллю придатні для живлення навантаження, з'єданого як у зірку, так і у трикутник, а схема з виведеною нейтраллю - для живлення навантаження, з'єданого тільки у зірку. При цьому нейтраль схеми навантажується (по ній протікає струм), коли кути керування тиристорів відмінні від нуля. У схемі з виведеною нейтраллю струм через тиристор у кожній фазі не залежить від струму інших фаз. Він визначається значенням фазної напруги та характеризується тими ж співвідношеннями між кутами  $\alpha$ ,  $\alpha_{\text{вим}}$ ,  $\lambda$ ,  $\varphi$ , що і для однофазної схеми.

При збільшенні кута керування  $\alpha$  зменшується тривалість протікання струму через тиристор і при деякому значенні  $\alpha$  імпульс струму у одній фазі припиняється раніше, ніж відкриється тиристор у наступній фазі. Таким чином, можливі інтервали часу, коли струм у навантаженні не протікає. Кут провідності  $\lambda$  кожного з тиристорів при цьому зменшується до значення меншого за  $60^\circ$ .

У схемах з ізольованою нейтраллю (без нульового проводу) процеси значно відрізняються від розглянутих вище, тому що робота усіх фаз взаємозалежна і для протікання струму навантаження необхідно одночасне вмикання тиристорів у декількох (двох чи трьох) фазах.

Розглянемо роботу цих схем при активно-індуктивному навантаженні.

Фазні напруги мережі живлення можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} u_a &= \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta, \\ u_b &= \sqrt{2}U_\phi \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right), \\ u_c &= \sqrt{2}U_\phi \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Форма та значення напруг у фазах навантаження залежать від значення кутів керування  $\alpha$  та  $j$  і за симетричного керування, коли кути  $\alpha$  для всіх тиристорів однакові, вони ідентичні для усіх фаз. Тому можна досліджувати напругу на одній із фаз навантаження. У цьому випадку для усіх поточних значень кута  $\alpha$  і кутів  $\vartheta = \omega t$  за початок відліку приймемо момент проходження фазної напруги мережі  $u_a$  через нуль.

При аналізі всі можливі варіанти комутації фази  $A$  можна розбити на три характерних режими у залежності від співвідношення  $\alpha$  і  $j$ , як показано на рисунку

3.8, а-г. Ділянки провідності тиристорів показані на цьому рисунку прямокутниками.

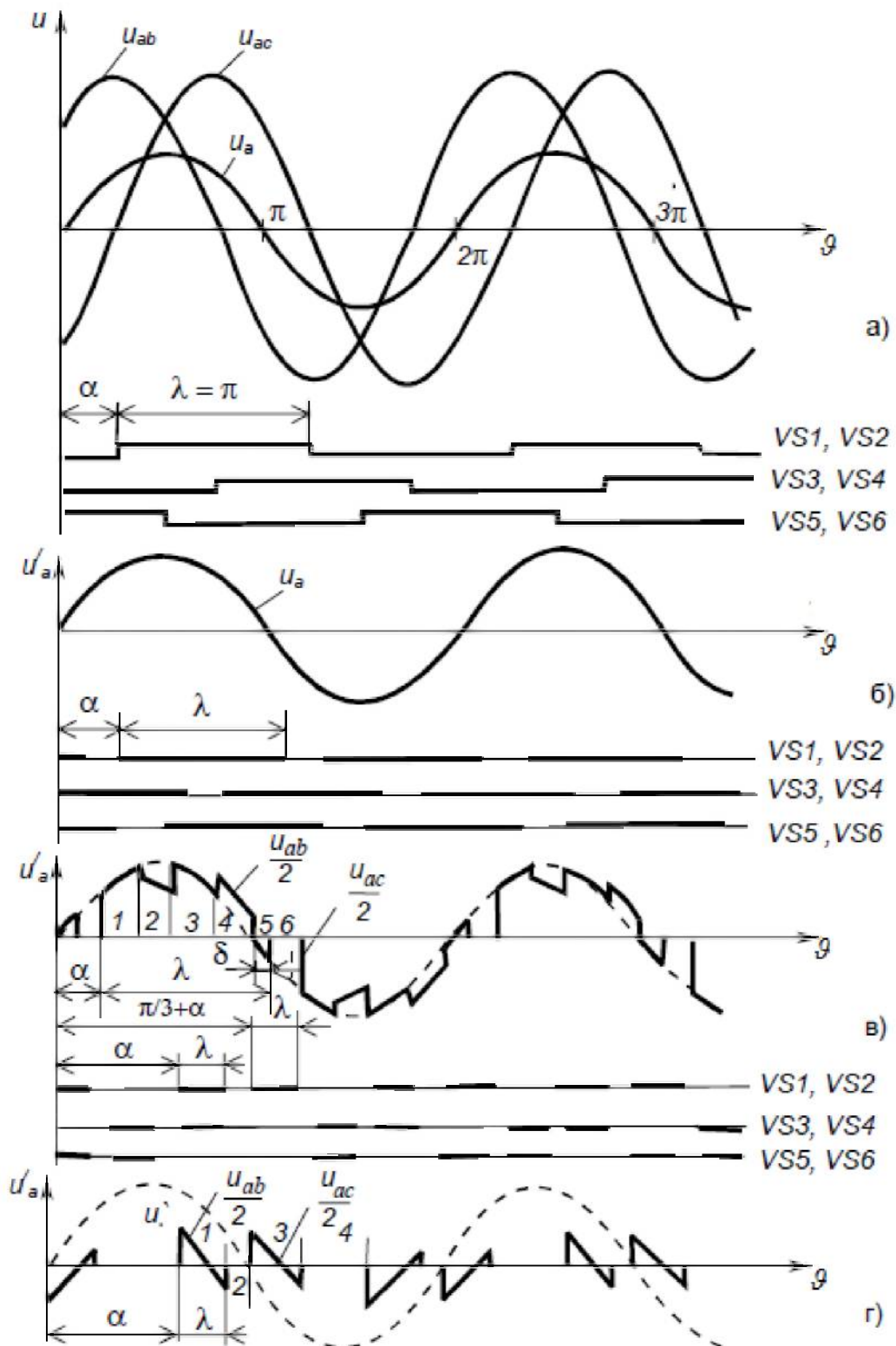


Рисунок 3.8 – Часові діаграми роботи тиристорів трифазного електронного ключа та форма напруги на активно-індуктивному навантаженні

Якщо  $\alpha < j$ , через навантаження безперервно тече синусоїдний струм, бо кожна пара тиристорів незалежно комутує фазну напругу. При цьому тривалість протікання струму через кожний із тиристорів  $\lambda = \pi$  і фазна напруга  $u'_a = u_a$  (рисунки 3.8, б)

$$u'_a = \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta, i_a = \sqrt{2} \frac{U_\phi}{Z_{H\phi}} \sin(\vartheta - \varphi),$$

де  $Z_{H\phi}$  – опір однієї фази навантаження.

Якщо  $\alpha < \alpha_{гр}$  (де  $\alpha_{гр}$  – деякий граничний кут вмикання тиристорів, що розділяє можливі режими), то за півперіод у кривій фазної напруги  $u_a$  маємо шість ділянок. При цьому на трьох ділянках  $u'_a = u_a$  (відкриті тиристори усіх трьох фаз); на двох  $u'_a = u_{ab}/2$  або  $u_{ac}/2$  закриті тиристори у двох фазах; на одній  $u'_a = 0$  (закриті тиристори в усіх трьох фазах) (рисунки 3.8, в).

Якщо  $\alpha > \alpha_{гр}$ , то немає інтервалів одночасної роботи тиристорів усіх трьох фаз. При цьому на двох ділянках  $u'_a = u_{ab}/2$  або  $u_{ac}/2$ , а на двох інших  $u'_a = 0$  (рисунки 3.8, г).

Третій режим реалізується при  $\alpha < \alpha_{гр} < 150^\circ$ , тобто максимальний кут  $\alpha_{макс} = 150^\circ$ .

Отже, регулювання напруги від максимального значення до нуля для розглянутих схем можливе при зміні кута регулювання  $\alpha$  у межах  $\varphi < \alpha < 150^\circ$

Струми та напруги для різних режимів можна визначити розв'язанням диференціальних рівнянь для різної кількості одночасно відкритих тиристорів. Ці рівняння для фази А для відкритих тиристорів усіх трьох фаз мають такий вигляд

$$u'_a = \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta = \omega L_H \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_H, \quad (3.18)$$

для відкритих тиристорів у фазах А і В

$$u'_a = \frac{u_{ab}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_\phi \sin(\vartheta + 30^\circ) = \omega L_H \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_H, \quad (3.19)$$

для відкритих тиристорів у фазах А і С

$$u'_a = \frac{u_{ac}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_\phi \sin(\vartheta - 30^\circ) = \omega L_H \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_H, \quad (3.20)$$

для закритих тиристорів у фазі А  $u'_a = 0$ .

На рисунку 3.9 наведені дві спрощені схеми електронних ключів. На рисунку 3.9, а показана схема з'єднання "тиристор-тиристор", де тиристори є у двох фазах, а третя фаза приєднана безпосередньо до навантаження. На рисунку 3.9, б – схема з трьома тиристорами, з'єднаними у трикутник і введенними у нейтраль зірки навантаження. Останнє можна реалізувати тільки у випадку, якщо є можливість розриву нейтралі зірки навантаження.

Перевага цих схем – у меншому числі тиристорів і деякому спрощенні системи керування, їхній недолік полягає у тому, що при симетричному керуванні тиристорами форма кривих струмів і напруг у різних фазах неоднакова і їхні діючі значення помітно різняться. Тому розглянуті схеми можна застосовувати тільки при створенні нерегульованих електронних ключів, де тиристори виконують функцію механічного контакту.

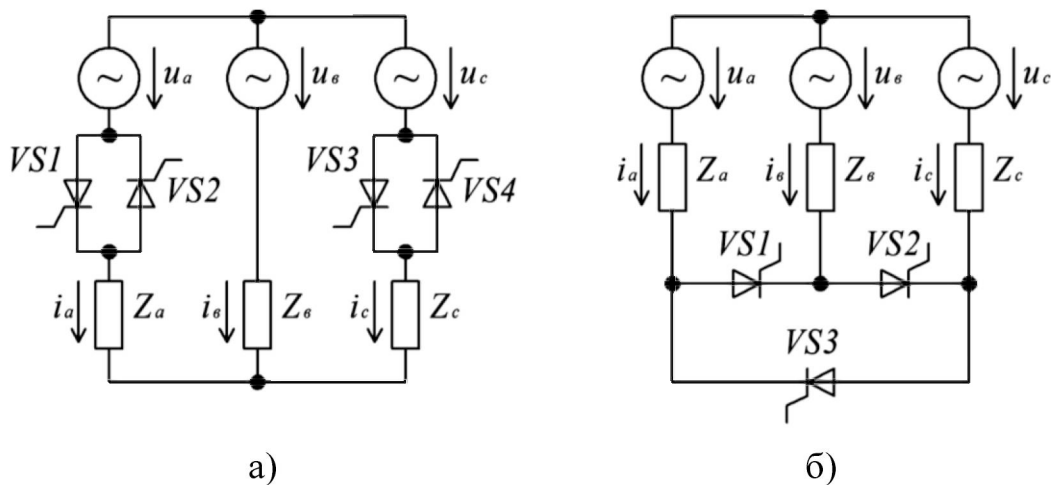


Рисунок 3.9 – Спрощені схеми трифазних електронних ключів змінного струму

При цьому слід мати на увазі, що при повністю відкритих тиристорах у схемі рисунок 3.9, б середнє значення їхнього струму більше у  $\sqrt{2}$  разів, ніж у схемах рисунок 3.7, а.

Напруга на тиристорах цих схем визначається лінійною напругою.



### 3.4 Схеми запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги

Схеми запуску (СЗ) призначені для підсилення і перетворення інформаційного сигналу систем керування регуляторів у сигнал із параметрами, необхідними для гарантованого вмикання чи вимикання керованого напівпровідникового приладу електронних ключів. Як уже зазначалось, у потужних електронних ключів регуляторів у якості керованих напівпровідникових приладів використовуються тиристори (найчастіше), симістори, оптронні тиристори, двоопераційні тиристори і БТІЗ. У слабкострумових (нижче 25 А) електронних ключів, в основному, застосовуються потужні біполярні і польові транзистори.

Перші три із вказаних приладів є не повністю керованими, бо їх не можна вимкнути дією на них керуючого сигналу, інші ж прилади – повністю керовані: їх можна як вмикати, так і вимикати дією керуючого сигналу.

Загальними вимогами до СЗ для всіх типів електронних ключів є:

- 1) забезпечення надійного вмикання напівпровідникових приладів електронних ключів, а також їхнього вимикання (для повністю керованих приладів) в усіх режимах роботи електронних ключів;
- 2) незначна споживана потужність;
- 3) малі габарити й маса;
- 4) висока завадостійкість і надійність.

Як вже зазначалося, при створенні електронних ключів регуляторів змінної напруги різних типів і дотепер найбільш широко використовуються тиристори. Це пояснюється тим, що вони істотно перевершують інші керовані напівпровідникові прилади за рівнями робочих номінальних струмів і напруг, значення яких у сучасних потужних тиристорів становлять тисячі ампер і тисячі вольт відповідно. При цьому, що особливо важливо, їхня перевантажувальна здатність за струмом сягає десятків кілоампер при відносно малих втратах потужності у відкритому стані. До цього варто додати, і за вартісними показниками, і за надійністю вони покищо також перевершують усі інші силові напівпровідникові прилади. Недоліки тиристорів, пов'язані з низькими частотними властивостями (як правило, їхня робоча частота не перевищує 500 Гц), не є визначальними при застосуванні у низькочастотних (зазвичай 50 Гц) регуляторах. У зв'язку з цим ми найбільшу увагу приділимо СЗ саме тиристорів.

У якості таких СЗ можуть використовуватися широко застосовувані для цієї мети у перетворювальній техніці підсилювачі-формувачі імпульсів. Вони являють собою сполучення одновібратора, що задає необхідну тривалість  $t_i$  імпульсу керування, з імпульсним підсилювачем, що має трансформаторний вихід. Це забезпечує поряд із підсиленням сигналу електричне (гальванічне) розділення кіл силової схеми (високий потенціал) і системи керування (низький потенціал). Якщо для вмикання тиристора потрібен "широкий" імпульс (понад 0,1...0,2 мс), то в схему підсилювача-формувача додатково вводять ще й генератор імпульсів, за допомогою якого безперервний сигнал керування перетворюється у переривчастий (відбувається його модуляція), що істотно полегшує роботу вихідного транзистора за потужністю.

Структурна схема підсилювача-формувача зображена на рисунку 3.10, а часові діаграми роботи – на рисунку 3.11.

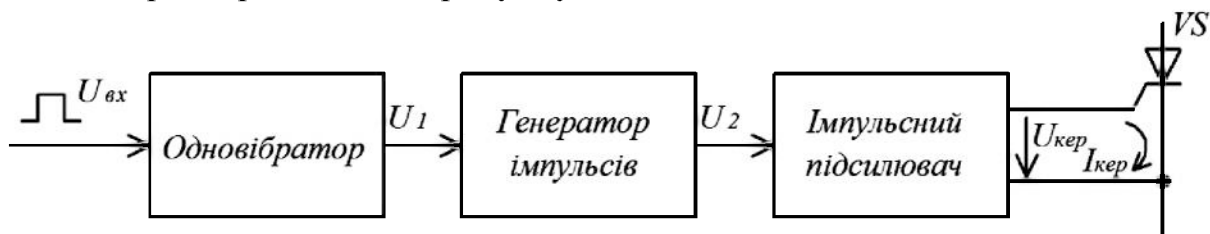


Рисунок 3.10 – Структурна схема підсилювача-формувача імпульсів керування тиристором

При відсутності сигналу від системи керування регулятора генератор імпульсів знаходиться у вимкненому стані і у керуюче коло тиристора VS сигнал не надходить. З приходом сигналу запуску на вхід одновібратора останній генерує прямокутний імпульс (див. рисунок 3.11) необхідної тривалості  $t_i$  і вмикає на цей проміжок часу генератор імпульсів. Імпульсний підсилювач підсилює імпульси генератора за потужністю і напругою до значень, необхідних для надійного вмикання тиристора. У якості генератора модулюючих імпульсів зазвичай використовується мультивібратор.

Приклади схем імпульсних підсилювачів наведено на рисунку 3.12, а і б. Тип схемного рішення імпульсного підсилювача значною мірою визначається необхідною тривалістю імпульсу керування. Передача імпульсів тривалістю до 0,2 мс ("вузькі" імпульси) може здійснюватися за допомогою найпростішого імпульсного підсилювача (рисунок 3.12, а).

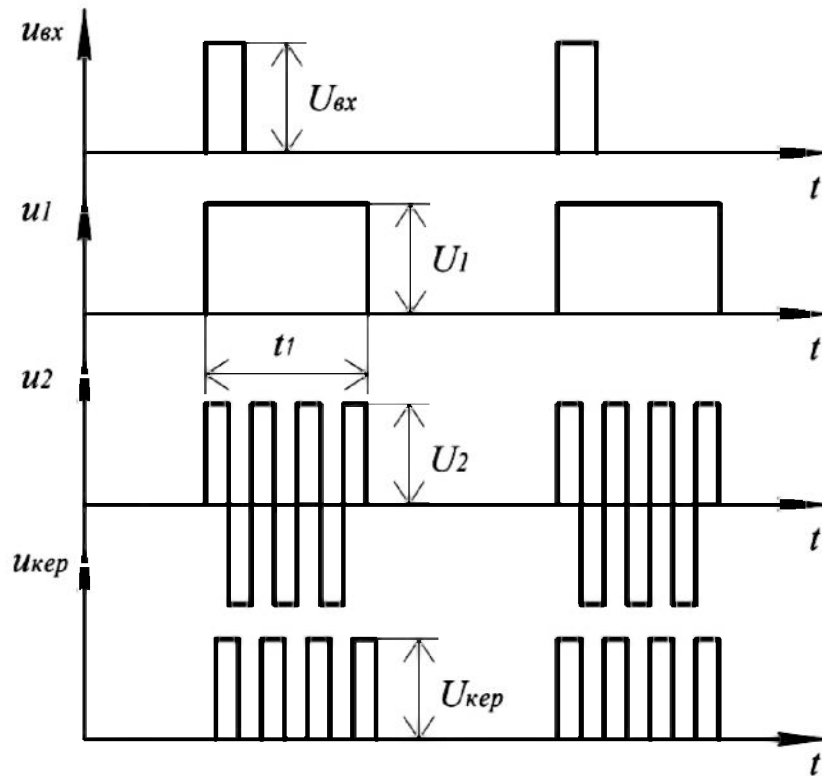


Рисунок 3.11 – Часові діаграми роботи підсилювача-формувача імпульсів керування тиристором

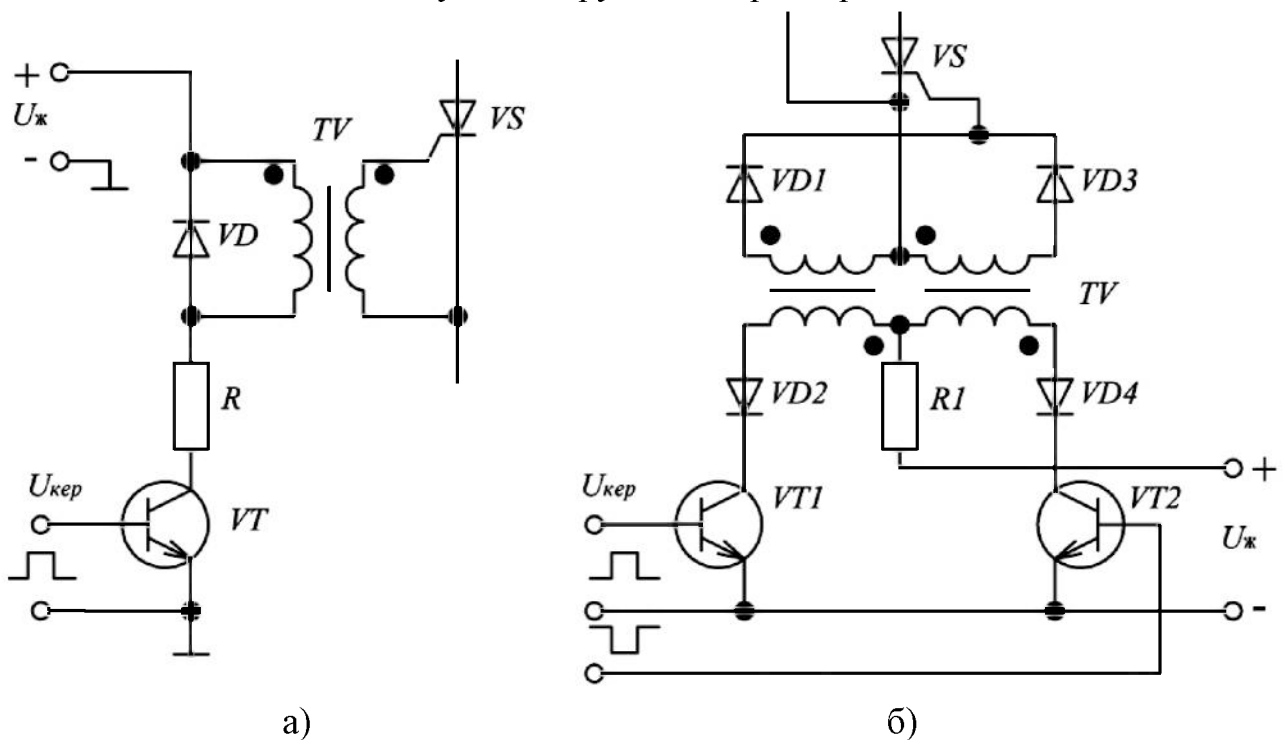


Рисунок 3.12 – Схеми імпульсних підсилювачів

Для передачі "широких" імпульсів керування використовується, як зазначалося вище, частотне заповнення (рисунок 3.11), за якого імпульс керу-

вання формується у вигляді частотної посилення. У цьому випадку для її підсилення використовується схема підсилювача рисунок 3.12, б.

За полярності сигналів на входах транзисторів VT1 і VT2, що показана на рисунку 3.12, б у провідному стані знаходиться транзистор VT1, а керуюча напруга подається до кола керування тиристора VS через діод VD1 від лівої вихідної півобмотки трансформатора. При зміні полярності вхідної напруги керуюча напруга буде надходити з правої півобмотки трансформатора через діод VD3.

Частотна модуляція імпульсу керування здійснюється частотою приблизно 5...10 кГц.

У окремих випадках, коли тиристори електронного ключа мають спільну точку або їхня кількість невелика, як імпульсний підсилювач може використовуватися транзисторний оптронний ключ, показаний на рисунок 3.14.

Проектування СЗ тиристорів проводиться за вхідними статичними і динамічними характеристиками керування з урахуванням механізму перемикання тиристорів.

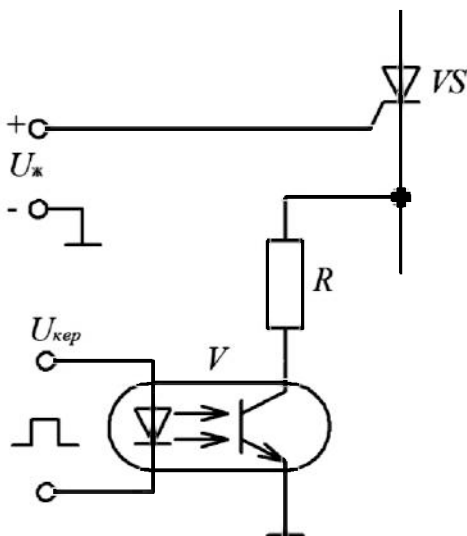
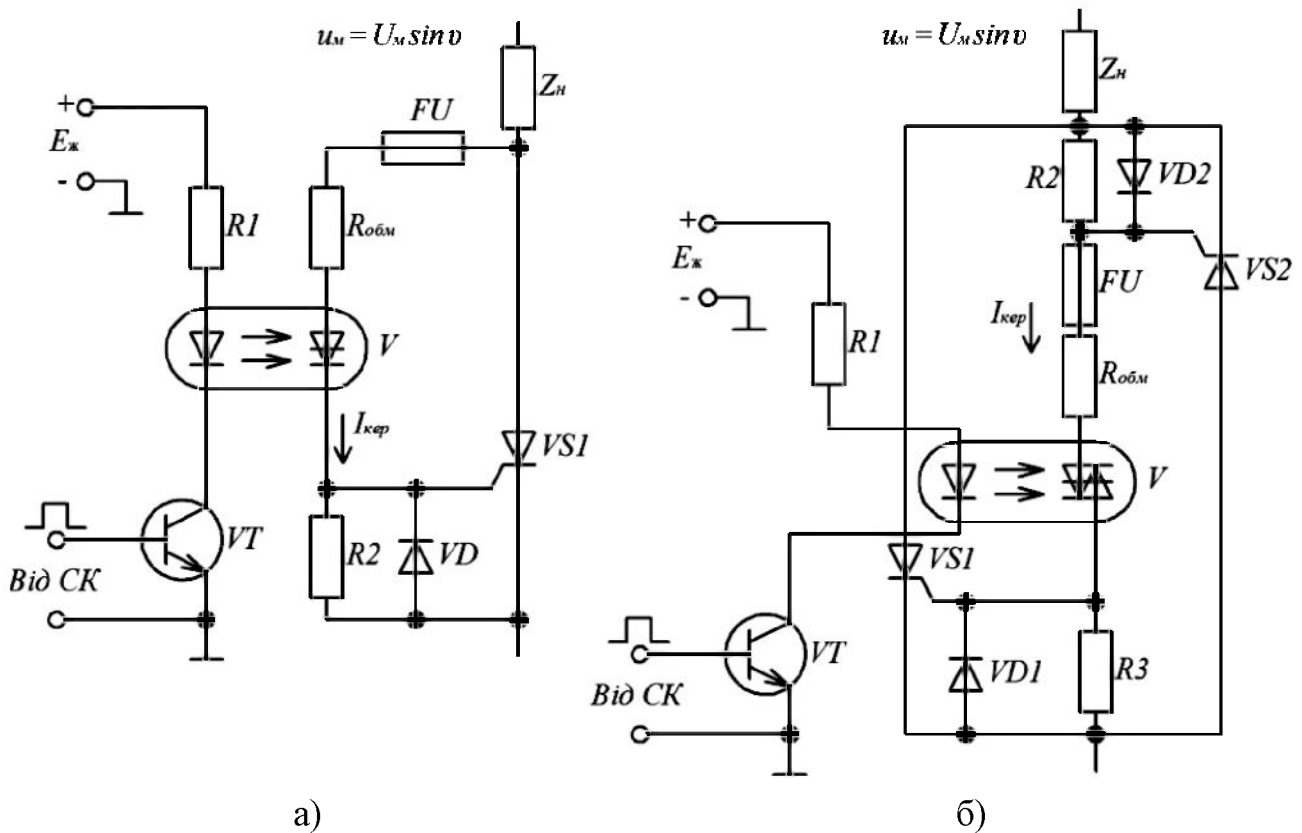


Рисунок 3.14 – Схема транзисторного оптронного ключа

Зазначимо, що розглянута СЗ тиристорів на базі підсилювача-формувача є універсальною схемою і може використовуватися у різних типах перетворювачів як постійного, так і змінного струму. Однак, вона все-таки досить складна, і тому у регуляторах поряд із цією схемою також застосовуються СЗ, у яких для створення імпульсів керування використовується анодна напруга силового тиристора електронного ключа. Варіанти таких схем наведені на рисунку 3.15, а, б. Ці схеми досить прості, і, крім того, імпульс керування тут подається на

тиристор тільки протягом часу його вмикання. Цим визначається висока економічність схем за споживаною потужністю. Найбільш ефективні вони у регуляторах змінного струму з високим рівнем напруги мережі.

Роль імпульсних підсилювачів у схемах (рисунок 3.15, а, б) виконують оптронні ключі, за допомогою яких формуються імпульси керування для надійного вмикання тиристорів електронного ключа, а також виключається потенціальний зв'язок між силовими колами і колами керування (забезпечується електричне розділення кіл). У якості оптронних ключів використовують або оптронний тиристор  $V$  (рисунок 3.15, а), або оптронний симістор  $V$  (рисунок 3.15, б).



а) з тиристорним оптроном; б) з симісторним оптроном

Рисунок 3.15 – Схеми запуску тиристорів від анодної напруги

Робота цих схем полягає у тому, що при наявності сигналу на виході системи керування СК транзистор  $VT$  вмикається і на керуюче коло оптронних ключів подається необхідна для їхнього вмикання напруга. Коли напруга на аноді силового тиристора, наприклад,  $VS1$ , досягне значення, при якому струм через обмежуючий резистор  $R_{обм}$  досягне величини струму вмикання  $I_{кер}$  цього тиристора, він відкривається і шунтує головне коло оптронного ключа. При цьому

струм у колі керування VS1 припиняється. Тобто струм у колі керування тиристора існує тільки протягом часу його вмикання. У протилежну півхвилю напруги мережі у такий самий спосіб буде відкриватися паралельний силовий тиристор.

При відсутності сигналу від СК оптронні ключі вимкнені і керуючі сигнали на тиристори електронного ключа не подаються.

Діоди VD1 і VD2 призначені для захисту кіл керування тиристорів електронного ключа від дії недопустимої зворотної напруги. Усі резистори, окрім  $R_{обм}$  та R1 що задає величину струму світлодіода оптрона, є узгоджувальними елементами. Вони підвищують завадостійкість схеми.

Очевидно, що час вмикання  $t_B$  силових тиристорів у даних схемах буде максимальним при активному навантаженні ( $L_H = 0$ ;  $R_H \neq 0$ ) і куті керування  $\alpha = 0$ . Цей час можна визначити з виразу

$$\sin \omega t_B \approx \frac{I_{КЕР0} (R_{ОБМ} + R_H)}{U_{Фм}};$$

$$t_B \approx \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{КЕР0} (R_{ОБМ} + R_H)}{U_{Фм}}; \quad (3.21)$$

при  $R_H \ll R_{обм}$

$$t_B \approx \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{КЕР0} R_{ОБМ}}{U_{Фм}},$$

де  $\omega = 2\pi f$ ;

$U_{Фм}$  – амплітудне значення фазної напруги мережі.

Величина опору обмежуючого резистора  $R_{обм}$  за умови максимальної передачі потужності визначається з виразу

$$R_{ОБМ} \geq \frac{U_{Фм} \sin \alpha}{I_{КЕРМАКС}}. \quad (3.22)$$

При активно-індуктивному навантаженні ( $L_H \neq 0$ ;  $R_H \neq 0$ ;  $R_H \ll R_{обм}$ ) час вмикання силових тиристорів буде визначатися з виразу

$$t_B = \tau \ln\left(1 - \frac{I_{КЕР0}}{I_{СТ}}\right), \quad (3.23)$$

де  $\tau \approx L_H/R_{ОБМ}$  – стала часу кола керування;

$I_{СТ} \approx U_{Фм} \sin\alpha/R_{ОБМ}$  – стале значення струму у колі керування;

При виборі типу оптронного ключа для розглянутих схем необхідно виходити з наступного:

1) робоча напруга оптронного ключа повинна відповідати робочій напрузі силових тиристорів, тобто їхні класи за напругою повинні бути рівноцінними;

2) максимальний допустимий імпульсний струм оптронного ключа повинен бути не меншим за  $I_{КЕР МАКС}$  силового тиристора;

3) максимальний час протікання струму через оптронний ключ визначається з виразу (3.21) або (3.23).

Розглянуті варіанти СЗ придатні і для вмикання потужних симісторів та оптронних тиристорів.

СЗ силових біполярних і польових транзисторів являють собою звичайні імпульсні підсилювачі, що забезпечують за сигналом керування стрибкоподібний перехід цих транзисторів у режим насичення (повністю відкритий стан). Тобто СЗ забезпечують роботу транзисторів у ключовому режимі, що і є основним робочим режимом при використанні цих приладів у складі регулятора.

На рисунку 3.16 наведено СЗ силового біполярного транзистора, що являє собою двокаскадний підсилювач, виконаний на малопотужних біполярних транзисторах VT1 і VT2 із різним типом провідності. За наявності позитивного керуючого імпульсу напруги  $U_{КЕР}$  на вході транзистора VT1, потужний транзистор VT3 під дією великого колекторного струму транзистора VT2 знаходиться у режимі насичення ( $R5 \ll R6$ ). За відсутності імпульсу транзистор VT3 під дією негативної напруги  $U_2$ , знаходиться у режимі відтинання. СЗ такого самого типу може використовуватися і для керування силовим польовим транзистором.

При створенні СЗ двоопераційних тиристорів і силових БТІЗ слід враховувати специфіку процесів при комутації цих приладів.

Так при вимиканні двоопераційного тиристора необхідно короткочасно (на 10...100 мкс) створити досить значний запираючий струм керування. Як правило, відношення анодного запираючого струму до струму керування не повинне перевищувати 5...10 разів. Цього можна досягти, наприклад, підмикаючи за сигналом керування попередньо заряджений конденсатор необхідної ємності до керуючого

переходу тиристора. При цьому тривалість протікання розрядного струму і його величина повинні бути достатніми для надійного запирання тиристора.

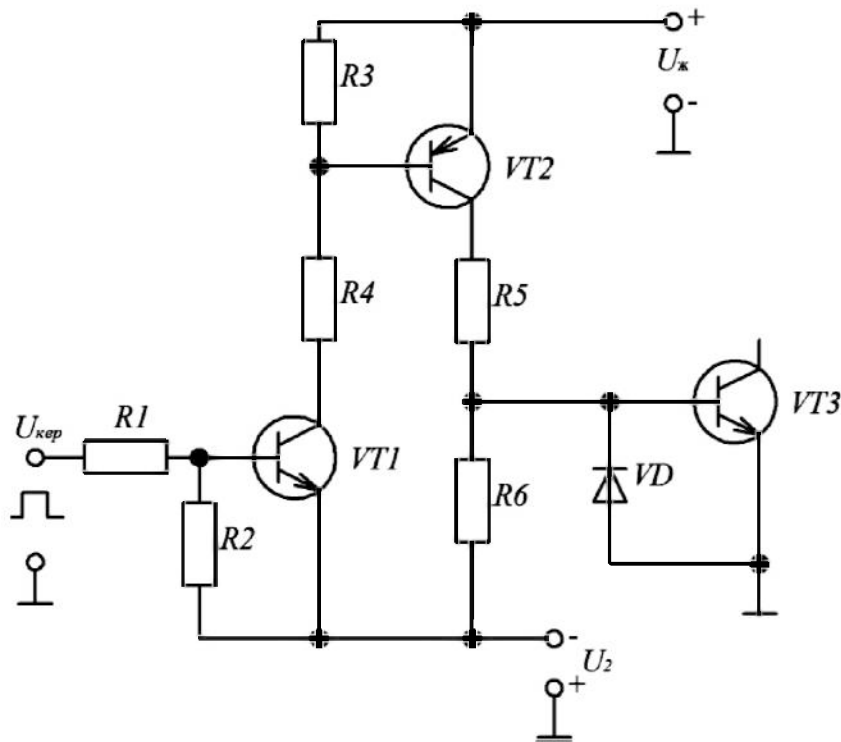


Рисунок 3.16 – Схема запуску силового біполярного транзистора

При проектуванні кіл керування БТІЗ необхідно враховувати ефект Міллера, пов'язаний із впливом напруги колектор-емітер через паразитну ємність між затвором і колектором  $C_{зк}$  на потенціал затвору транзистора. При цьому зміна напруги  $U_{ке}$  діє як деяке окреме джерело струму у колі керування затвором. Ємність  $C_{зк}$  непостійна, а змінює своє значення зі зміною напруги  $U_{ке}$ , тобто  $C_{зк} = f(U_{ке})$ . Найбільші зміни  $C_{зк}$  відбуваються при малих значеннях  $U_{ке}$ .

Завдяки ефекту Міллера, при вмиканні та вимиканні БТІЗ струм затвору спочатку використовується для перезаряду ємності колектор-затвор. Слід зазначити, що зміни  $C_{зк}$  і  $U_{ке}$  зв'язані так, що для перезаряду ємності  $C_{зк}$  завжди вистачає струму затвора. Це означає, що при більшому значенні опору в колі затвора всі перехідні процеси тривають відповідно довше. Тобто для процесів вмикання та вимикання потрібно більше часу.

Найпростіша СЗ силового БТІЗ із використанням активного опору в його колі керування наведена на рисунку 3.17.



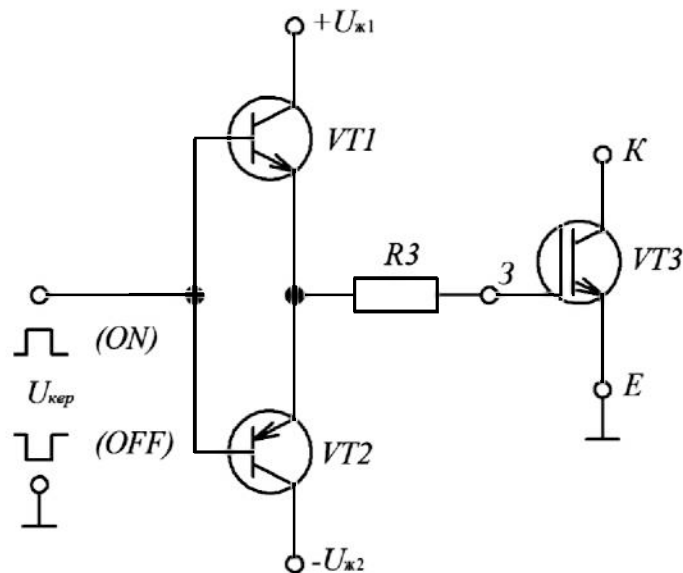


Рисунок 3.17 – Схема запуску БТІЗ із використанням активного опору

При позитивній полярності імпульсу керування, що надходить на вхід СЗ транзистор  $VT1$  підмикає джерело живлення  $+U_{ж1}$ , через резистор  $R3$ , до затвора  $VT3$ , забезпечуючи у такий спосіб його надійне вмикання. При негативній полярності імпульсу керування аналогічно, але вже за допомогою транзистора  $VT2$  і джерела  $-U_{ж2}$  відбувається вимикання БТІЗ.

Швидкість вмикання і втрати при цьому можна легко регулювати зміною величини опору резистора  $R3$ . Однак при вимиканні транзистора можна швидкість вимикання регулювати лише до моменту досягнення колекторним струмом значення, що дорівнює так званому "залишковому струмові". Значення останнього і швидкість його спадання визначаються тільки конструкцією конкретного типу БТІЗ.

При  $U_{ж1} = +15$  В та  $U_{ж2} = -5$  В така схема СЗ забезпечує роботу БТІЗ у ключовому режимі. При цьому мінімальне падіння напруги на транзисторі в режимі насичення лежить у межах  $U_{КЕнас} = 2,8 \dots 3,2$  В. Це істотно вище ніж у силових біполярних транзисторів і одноопераційних тиристорів, що працюють у режимі ключа. Тому при створенні електронних ключів на основі силових БТІЗ завжди необхідно це враховувати, забезпечуючи належний тепловідвід від приладу.

На рисунку 3.18 наведено більш досконалу СЗ. Вона виконана на комплементарній парі польових транзисторів з ізольованим затвором і в неї додатково введені кола обмеження напруги на затворі (індуктивність  $L3$ , високочастотний діод  $VD$  і конденсатор  $C3$ ). Завдяки цьому істотно знижуються короточасні стрибки струму та напруги у вихідному колі БТІЗ, що мають місце при перехідних проце-

сах, як у силовому колі, так і у колі керування приладу. Безсумнівно, це сприятливо позначається на показниках надійності БТІЗ.

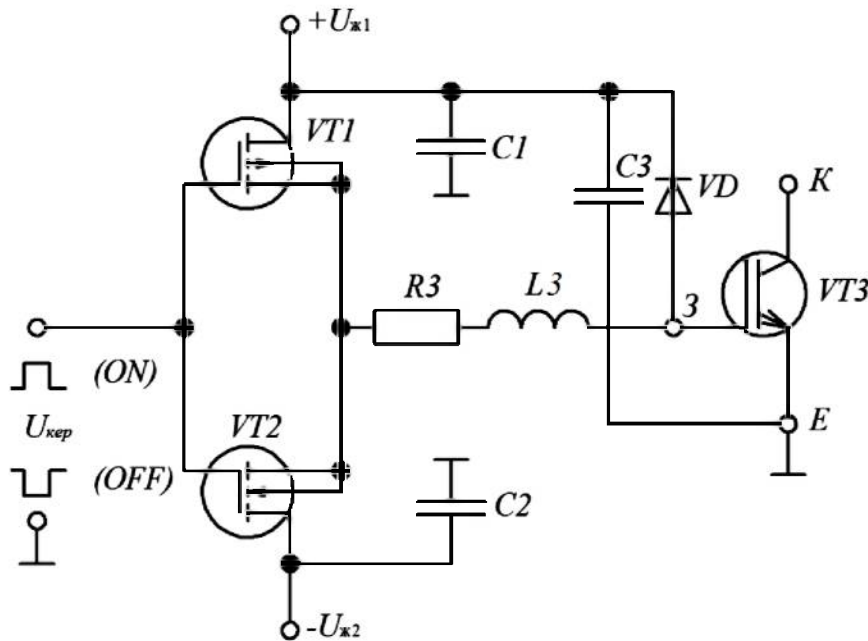


Рисунок 3.18 – Схема запуску БТІЗ із колами обмеження

Для запуску двоопераційних тиристорів і силових біполярних транзисторів з ізольованим затвором часто використовують уніфіковані схеми формувачів імпульсів, що називаються драйверами. Вони забезпечують надійне вмикання та вимикання силових приладів за сигналом керування, виконуються у інтегральному виконанні і орієнтовані на керування як одиночними приладами, так і силовими блоками, що складаються із декількох повністю керованих приладів, з'єднаних за типовими схемами силових вузлів. Іноді їх вбудовують у силові блоки.

Випускають драйвери, як правило, ті ж фірми, що виробляють силові напівпровідникові прилади.

Розглянуті СЗ керованих напівпровідникових приладів електронних ключів можуть використовуватися при створенні не тільки регуляторів, але й інших типів перетворювачів змінного та постійного струмів.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 3**

1. Поясніть призначення регуляторів змінного струму і наведіть їх класифікацію.
2. У чому полягають особливості проектування електронного ключа як силового елемента регулятора?

3. Поясніть за допомогою часових діаграм роботу однофазних регульованих електронних ключів змінного струму при активному і активно-індуктивному навантаженні.
4. Поясніть принцип дії трифазних електронних ключів змінного струму з нульовим проводом і без нього. Які відмінності у їх роботі?
5. Що таке характеристика керування регульованих електронних ключів змінного струму? Поясніть їх призначення на прикладі характеристик керування трифазного регульованого електронного ключа без нульового проводу.
6. Поясніть, як вибрати тиристори для електронного ключа за струмом і напругою?
7. Поясніть, як визначаються втрати потужності у тиристорі при його використанні у регульованому електронному ключі змінного струму?
8. Поясніть призначення схем запуску керованих напівпровідникових приладів в електронних ключах і вкажіть основні вимоги до них.
9. Наведіть основні варіанти схем запуску тиристорів (симисторів). Поясніть їх принцип дії.
10. Наведіть схеми запуску електронних ключів, виконаних на основі підсилювачів-формуваців. Поясніть їх принцип дії.
11. Наведіть схеми запуску для керування потужними біполярними і польовими транзисторами. Поясніть їх принцип дії.
12. Наведіть схеми запуску для керування потужними БТІЗ. Поясніть їх принцип дії.
13. Вкажіть області застосування різних схем запуску. Дайте короткий аналіз цих схем.
14. Що являють собою мікроелектронні драйвери, які призначені для використання у схемах запуску силових напівпровідникових приладів?

## РОЗДІЛ 4

# ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ: ІНВЕРТОРИ, КОНВЕРТОРИ, ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

### 4.1 Автономні інвертори

#### 4.1.1 Призначення і класифікація

**Автономні інвертори** – це пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти.

Застосовують автономні інвертори:

- у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батареї);
- у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій – для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);
- для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;
- для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;
- для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;
- для перетворення постійної напруги одного рівня у постійну напругу іншого рівня (конвертування напруг).

Комутаційними елементами в інверторах є тиристори або силові транзистори.

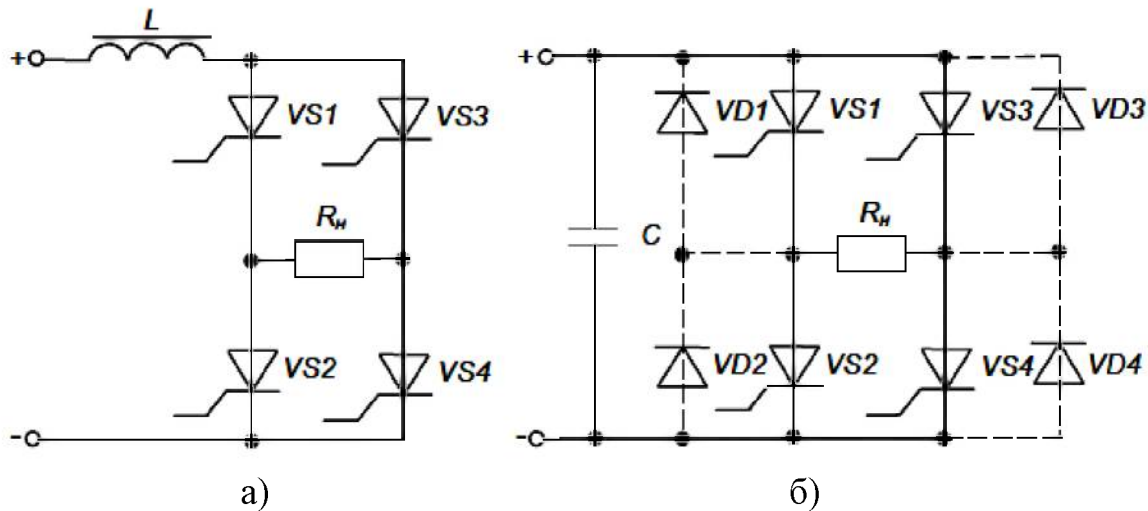
Залежно від специфіки електромагнітних процесів розрізняють інвертори струму та інвертори напруги. На рисунку 4.1 зображені приклади їх схем.

В інверторах струму силове коло схеми підмикається до джерела постійної напруги через дросель  $L$  з великим індуктивним опором (як відомо, джерело струму повинно мати великий опір).

В інверторах напруги паралельно джерелу живлення вмикається конденсатор  $C$  великої ємності, чим виключається вплив на роботу пристрою внутрішнього опору джерела (отримуємо джерело напруги за змінним струмом).

Таким чином, комутація тиристорів в інверторах струму проводиться за сталого струму, а в інверторах напруги – за сталої напруги.

При роботі інвертора схема керування по чергово вмикає пари тиристорів VS1, VS4 або VS2, VS3, завдяки чому на навантаженні  $R_H$  виникає змінна напруга (за допомогою ключової схеми навантаження підключається таким чином, щоб в ньому протікав струм різних напрямків).



а – інвертор струму; б – інвертор напруги

Рисунок 4.1 – Автономні інвертори

Якщо навантаження інвертора напруги має індуктивний або активно-індуктивний характер, то паралельно тиристорам вмикають зворотні діоди (VD1-VD4 на рисунку 4.1, б). Цим забезпечується передача накопичуваної в індуктивності енергії назад у джерело живлення.

Основною проблемою при проектуванні інверторів є забезпечення надійного вимикання тиристорів, що знаходяться у провідному стані, перед вмиканням тиристорів, що не проводили струм. Це реалізується використанням схем примусової комутації, що забезпечують запирання тиристорів у колах постійного струму.

Вентильна схема в наведених інверторах є мостовою, як і у випрямлячі (що є перетворювачем напруги змінного струму в напругу постійного струму). Звідси можна зробити висновок, що керовані вентильні схеми є зворотними. Вони можуть передавати енергію як в одному, так і в іншому напрямку, залежно від місця вмикання джерела і навантаження і від алгоритму керування.

#### 4.1.2 Однофазний інвертор струму

Схема однофазного інвертора струму з трансформаторним виходом зображена на рисунку 4.2. Почергове вмикання тиристорів VS1 або VS2 забезпечує виникнення на навантаженні  $R_H$  змінної напруги.

Дросель  $L$  забезпечує незмінність величини струму у силовому колі. Комуруючий конденсатор  $C_K$  забезпечує примусове вимикання тиристорів.

Первинні напівобмотки трансформатора  $TV$   $w'_1 = w''_1 = w_1$  підключені до тиристорів VS1 і VS2 відповідно, а його вторинна обмотка  $w_2$  – до навантаження  $R_H$ ;

Схема керування тиристорами СК забезпечує подачу керуючих імпульсів на тиристори (у найпростішому випадку це може бути симетричний мультивібратор, що працює в автоколивальному режимі).

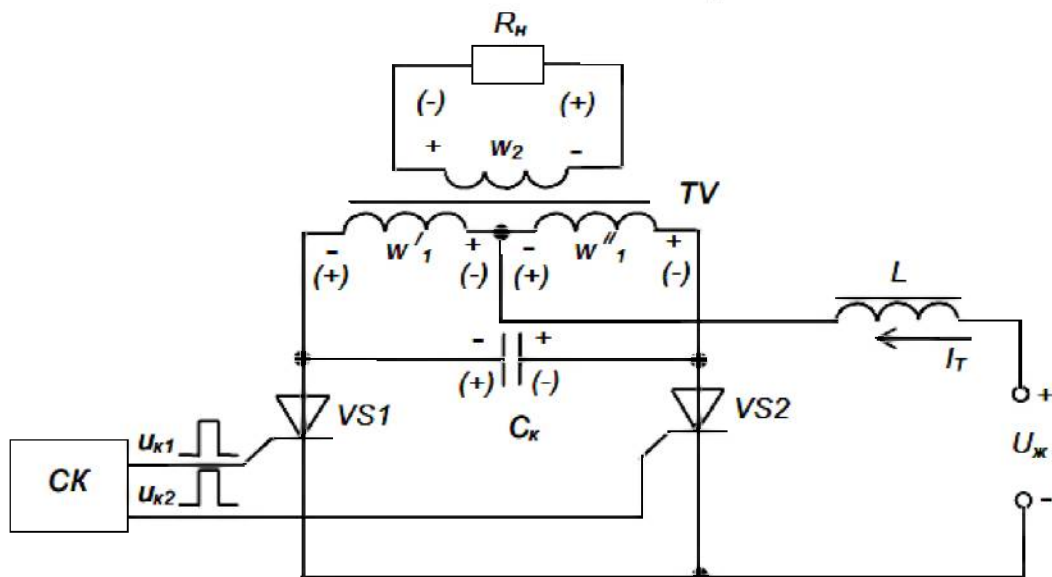


Рисунок 4.2 – Однофазний інвертор струму з трансформаторним виходом

Працює інвертор наступним чином. При надходженні від СК керуючого імпульсу до VS1 він вмикається і напруга джерела живлення подається на півобмотку  $w'_1$ . Потік у магнітопроводі трансформатора змінюється і наводить у обмотках  $w_2$  і  $w''_1$  ЕРС із полярністю, яка на схемі вказана без дужок. При цьому комуруючий конденсатор  $C_K$ , який підключено паралельно до первинної обмотки трансформатора, заряджається до напруги  $2U_{дж}$ , а на навантаженні  $R_H$  з'являється позитивний сплеск напруги.

Після закінчення проміжку часу, що відповідає додатній півхвилі змінної напруги навантаження, СК вмикає тиристор VS2 і напруга джерела живлення подається на півобмотку  $w''_1$ . Конденсатор  $C_K$  через VS2 підключається паралельно до VS1, причому полярність напруги на ньому є такою, що вмикає останній.

Полярність ЕРС, наведеної в обмотках трансформатора після вмикання VS2, на схемі показана у дужках. Конденсатор  $C_K$  починає перезаряджатись до напруги  $2U_{дж}$  із зворотною полярністю (вказана на схемі також у дужках). На навантаженні виникає негативний сплеск напруги.

По закінченні проміжку часу, що відповідає негативній півхвилі змінної напруги, СК знову вмикає тиристор VS1 і процеси повторюються.

Роботу однофазного інвертора струму ілюструють часові діаграми, наведені на рисунку 4.3.

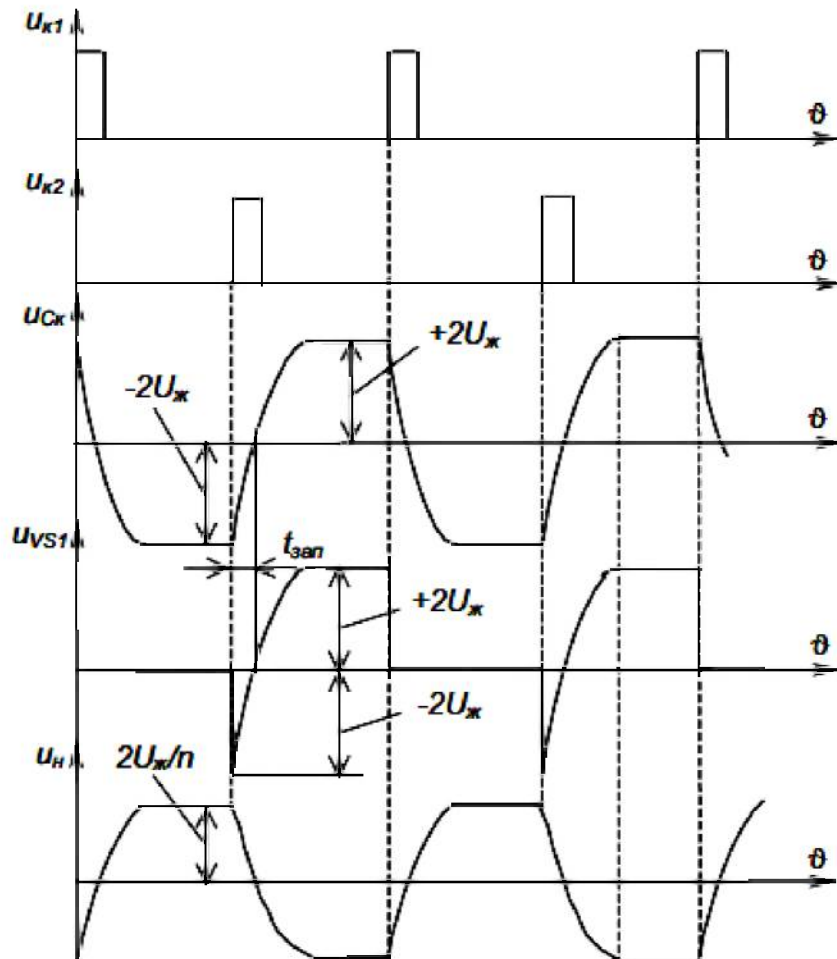


Рисунок 4.3 – Часові діаграми роботи однофазного інвертора струму

Час, протягом якого напруга між анодом та катодом тиристора, наприклад, VS1 негативна, називається часом запирання

$$t_{\text{ЗАП}} \geq t_{\text{ВИМ}},$$

де  $t_{\text{ВИМ}}$  – час вимикання тиристора.

Якщо навантаження активне, то

$$t_{\text{ЗАП}} = 0,7R'_H C_K, \quad (4.1)$$

де  $R'_H = R_H \cdot n^2$  – опір навантаження, зведений до первинного кола трансформатора ( $n = 2w_1/w_2$ ).

Якщо навантаження індуктивне, то

$$t_{\text{ЗАП}} = \frac{4U_{\text{ДЖ}} C_K}{I_T}, \quad (4.2)$$

$$Q = UC = it, \text{ звідки } t = UC/i. \quad (4.3)$$

Таким чином, інвертор формує на навантаженні змінну напругу, форма якої визначається формою напруги на конденсаторі  $C_K$  і залежить від величини опору навантаження. Зі збільшенням останнього постійна часу заряду конденсатора  $\tau = C_K R_H n^2$  (де  $n$  – коефіцієнт трансформації трансформатора) збільшується і форма напруги на ньому наближається до трикутної. Її амплітуда при цьому збільшується (при збереженні середнього за півперіоду значення напруги). У результаті, при холостому ході за відсутності втрат в елементах пристрою напруга на навантаженні і конденсаторі безмежно зростає (реально виникають значні перенапруги) – джерело струму намагається підтримувати величину струму незмінною. Це може призвести до виходу інвертора з ладу.

#### 4.1.3 Півмостовий однофазний інвертор напруги

Схема півмостового однофазного інвертора напруги зображена на рисунку 4.4. Силові кола виділені на ній більш товстими лініями.



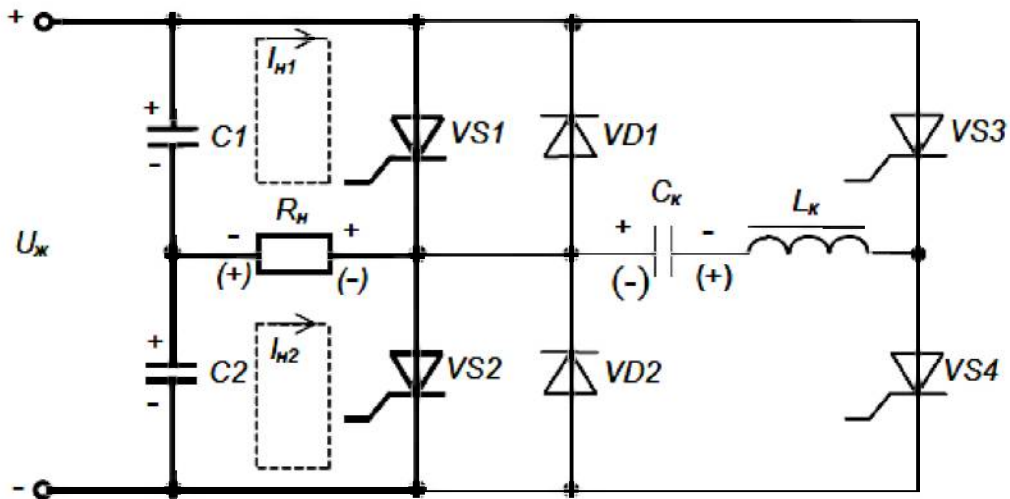


Рисунок 4.4 – Півмостовий однофазний інвертор напруги

Такого типу схеми називають півмостовими, бо половину мосту в них складають вентиля (тиристри VS1 і VS2), а другу – інші елементи (конденсатори C1 і C2).

Решта елементів є елементами схеми примусової комутації. Так тиристор VS3, діод VD1 разом з комутуючими конденсатором  $C_K$  і дроселем  $L_K$  утворюють контур примусового вимикання тиристора VS1, а VS4 і VD2 разом з  $C_K$  і  $L_K$  – контур примусового вимикання тиристора VS2.

Почергове вмикання тиристорів VS1 і VS2 призводить до підключення до навантаження напруги конденсатора C1:  $U_{C1} = U_{дж}/2$  (протікає струм  $I_{н1}$ ), або конденсатора C2 з такою ж напругою  $U_{C2} = U_{дж}/2$  (протікає струм  $I_{н2}$ ).

Робота схеми полягає у наступному. Після підключення джерела живлення і заряду конденсаторів C1 і C2 схема керування (на рисунку не показана) вмикає спочатку, наприклад, тиристор VS4.

Конденсатор  $C_K$  заряджається до напруги  $U_{дж}/2$  з полярністю, вказаною на рисунку без дужок по контуру (+C2,  $R_н$ ,  $C_K$ ,  $L_K$ , VS4, -C2). Після закінчення заряду конденсатора  $C_K$  тиристор VS4 сам вимикається, бо струм через нього знижується до нуля.

Це є підготовчим етапом роботи пристрою.

Далі схема керування вмикає тиристор VS1 і на навантаженні з'являється позитивна напруга (полярність вказана без дужок).

По закінченні тривалості півперіоду схема керування вмикає тиристор VS3. Відкритий тиристор VS3 і зустрічно-паралельно увімкнені тиристор VS1 та діод VD1 утворюють контур коливального перезаряду конденсатора  $C_K$ . Струм роз-

ряду  $C_K$  змінюється за синусоїдним законом, бо  $L_K$  з  $C_K$  являють собою послідовний резонансний коливальний контур

$$i_K = I_{Km} \sin \omega_0 t, \quad (4.4)$$

де  $I_{Km}$  – амплітуда струму контуру;

$$I_{Km} = \frac{U_{дж}}{2\sqrt{L_K/C_K}}. \quad (4.5)$$

Хвильовий опір контуру

$$\rho = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}. \quad (4.6)$$

Власна частота контуру

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K/C_K}}. \quad (4.7)$$

Доки  $i_K < I_{H1}$ , розрядний струм  $i_K$  тече через тиристор VS1 назустріч струмові  $I_{H1}$

$$i_{VS1} = I_{H1} - i_K. \quad (4.8)$$

Як тільки виявиться, що  $i_K > I_{H1}$ , струм тиристора VS1 потече через діод VD1. До тиристора VS1 тепер прикладається зворотна напруга, яка дорівнює падінню напруги на діоді VD1 (до одного вольту) і тиристор VS1 закривається. Час протікання струму через діод VD1 називається часом запирання  $t_{ЗАП}$  тиристора VS1. Він повинен перевищувати час вимикання тиристора

$$t_{ЗАП} > t_{ВИМ}. \quad (4.9)$$

По закінченні коливального перезаряду конденсатора  $C_K$  струм  $i_K = 0$ , а  $C_K$  виявляється зарядженим до напруги  $U_{дж}/2$  зі зворотною полярністю (на схемі у дужках), а тиристор VS3 сам вимикається.

Тепер схема готова до наступного циклу роботи, коли на навантаженні буде формуватись негативна півхвиля напруги (полярність вказана у дужках), для чого схема керування спочатку вмикає тиристор VS2, а по закінченні тривалості півхвилі – тиристор VS4 і т. д.

Тиристори VS3 і VS4 мають потужність значно меншу за VS1 і VS2, бо працюють короткочасно (тільки на час запирання силових тиристорів).

Інвертор напруги формує на навантаженні напругу, а форма струму залежить від характеру навантаження.

#### **4.1.4 Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах**

Із розглянутого вище випливає, що однією з основних проблем, яку необхідно вирішувати при створенні автономних інверторів на одноопераційних тиристорах є забезпечення надійного вимикання тиристорів. Введення в схему інвертора вузлів примусової комутації істотно ускладнює алгоритм роботи пристрою, підвищує його вартість та габарити, і, що особливо важливо, знижує надійність.

Тому створені в останні десятиліття повністю керовані напівпровідникові прилади на великі струми, в яких використовуються біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT- транзистори), двоопераційні тиристори та ін., витісняють у пристроях перетворювальної техніки традиційні одноопераційні тиристори. Особливо це показово у галузі створення інверторів напруги регульованої частоти, де IGBT- транзистори (що можуть працювати на частотах до 200 кГц) практично вже витіснили тиристори з їх громіздкими вузлами примусової комутації і необхідністю використання низькочастотних силових трансформаторів.

На рисунках 4.5 і 4.6 наведено найрозповсюдженіші схеми мостових однофазних інверторів напруги, що виконані на основі вищевказаних приладів. При цьому в якості повністю керованих силових ключів у схемі на рисунку 4.5 використано біполярні транзистори з ізольованим затвором VT1-VT4, а в схемі на рисунку 4.6 – двоопераційні тиристори VS1-VS4. Оскільки схеми працюють ідентично, розглянемо принцип їх дії на прикладі схеми, яка наведена на рисунку 4.5.

При увімкнених транзисторах VT1 і VT4 та вимкнених VT2 і VT3 навантаження ( $R_H$ ,  $L_H$ ) підключається лівим кінцем до позитивного полюса напруги джерела живлення  $U_{дж}$ , а правим – до негативного і струм  $i_H$  протікає у напрямку вказаному на рисунку. Якщо VT1 і VT4 вимкнуті, а VT2 і VT3 увімкнуті, то на-

пруга на навантаженні змінить свою полярність, а струм напрямком. При активному навантаженні (при  $L_H = 0$ ) струм навантаження  $i_H$  повторює за формою напругу на навантаженні  $u_H$ . На рисунку 4.7 штриховою лінією показано криві струму навантаження  $i_H$  та вхідного струму інвертора  $i$  при  $L_H = 0$  (зрозуміло, що струм  $i_H$  і напруга  $u_H$  мають при цьому прямокутну форму).

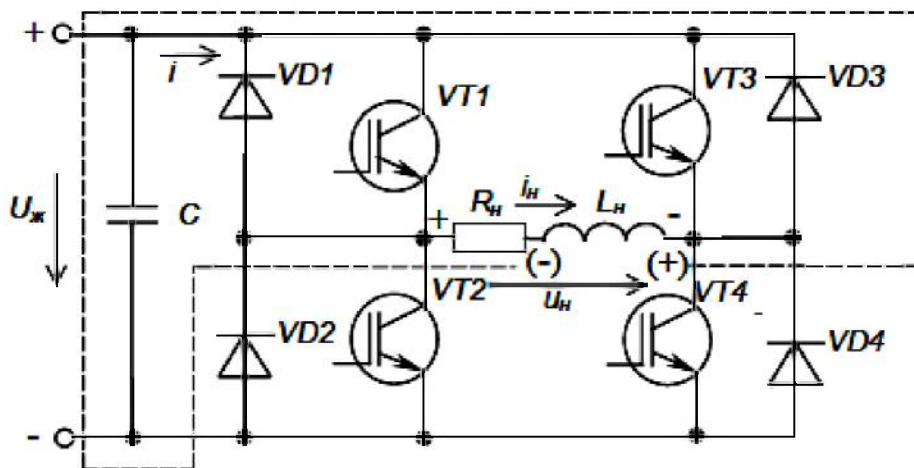


Рисунок 4.5 – Однофазний мостовий інвертор напруги на IGBT-транзисторах

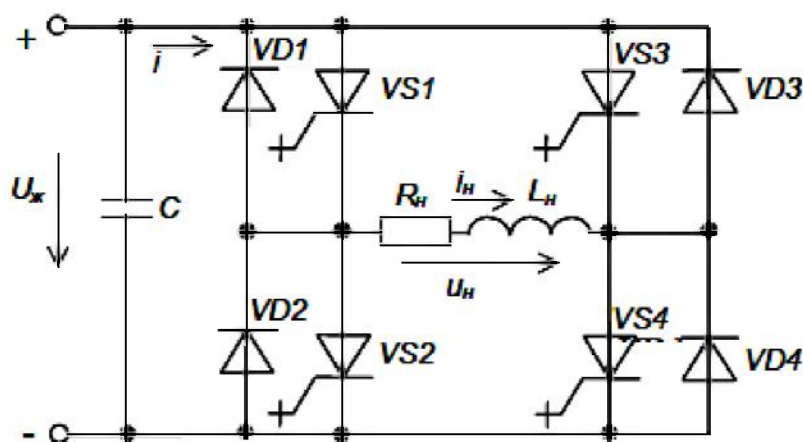


Рисунок 4.6 – Однофазний мостовий інвертор напруги на двоопераційних тиристорах

При активно-індуктивному навантаженні ( $L_H > 0$ ), що реально завжди має місце, струм навантаження  $i'_H$  змінюється за експоненціальним законом з постійною часу  $\tau_H = L_H/R_H$ . При запиранні VT1 і VT4 у момент часу  $t_2$ , незважаючи на надходження на затвори транзисторів VT2 і VT3 вмикаючої напруги керування, через зміну полярності ЕРС самоіндукції індуктивності  $L_H$  (вказана у дужках) струм навантаження  $i'_H$  буде прагнути зберегти свої величину і напрямком. Для того,

щоб забезпечити його протікання, виключаючи при цьому виникнення перенапруг, транзистори шунтують діодами VD1-VD4. Тоді струм навантаження  $i'_H$  на інтервалі часу  $t_2 < t < t_3$  протікає через діоди VD2 і VD3 і повертає частину енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, назад у джерело живлення.

У момент часу  $t = t_3$  струм навантаження  $i_H$  знижується до нуля, а при  $t > t_3$  починає протікати в протилежному напрямку – через транзистори VT2 і VT3, на затворах яких продовжує утримуватись вмикаюча напруга керування. Аналогічно на інтервалі часу  $t_0 < t < t_1$ , тобто після запирання транзисторів VT2 і VT3, струм навантаження протікає через діоди VD1 і VD4.

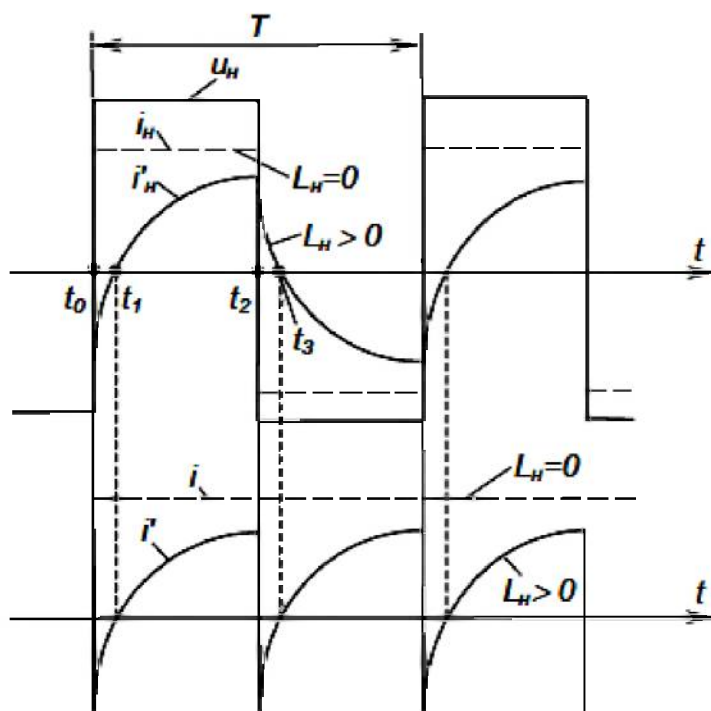


Рисунок 4.7 – Часові діаграми роботи мостового інвертора

Вихідна напруга інвертора через малу тривалість процесів комутації (наприклад, тривалість процесу запирання транзисторів складає менш як 1 мкс, а двоопераційних тиристорів – десятки мікросекунд) за формою близька до прямокутної і не залежить від струму навантаження. У зв'язку з цим зовнішня (навантажувальна) характеристика інвертора напруги  $U_H = f(I_H)$  є прямою лінією з дуже малим нахилом.

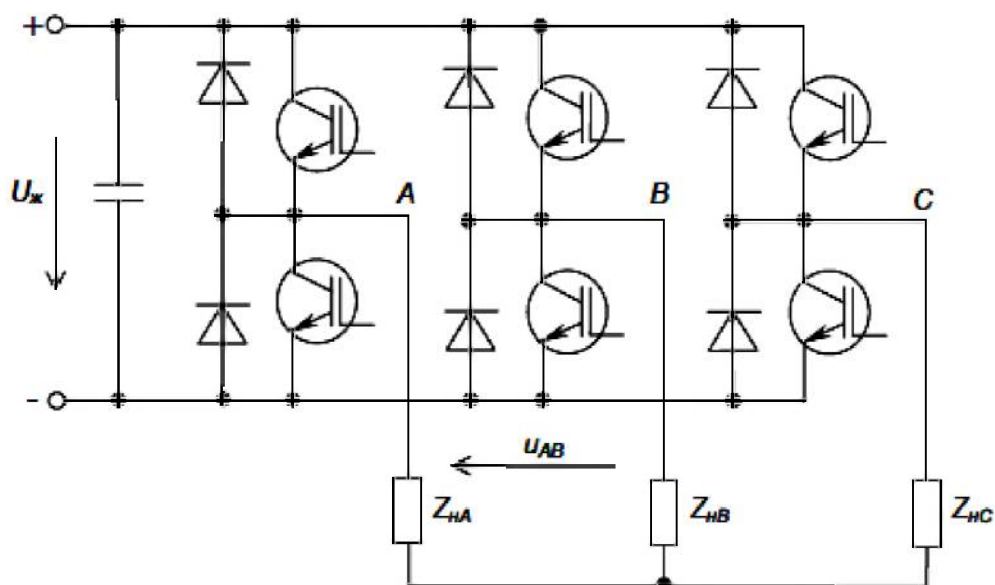
Вхідний струм інвертора  $i'$ , як показано на рисунку 4.7, при  $L_H > 0$  стає знакозмінним через періодичний енергообмін між колом навантаження і джерелом живлення: на інтервалі роботи транзисторів енергія з джерела надходить у навантаження, а на інтервалі роботи зворотних діодів енергія, накопичена в індук-

тивності навантаження, повертається у джерело. Наявність конденсатора великої ємності  $C1$ , що шунтує джерело живлення, забезпечує комутацію силових ключів при незмінній величині напруги на вході інвертора, а також зворотну провідність у джерелі, якщо у якості останнього застосовано випрямляч.

Для забезпечення регулювання величини вихідної напруги в інверторах напруги або змінюють величину напруги джерела живлення  $U_{дж}$  або, як правило, змінюють форму вихідної напруги за рахунок зміщення імпульсів керування транзисторів  $VT3$  і  $VT4$  відносно імпульсів керування транзисторів  $VT1$  і  $VT2$  на кут керування  $\alpha$ . В результаті у кривій  $u_H(t)$  з'являються регульовані паузи між різнополярними імпульсами. Порядок подачі імпульсів керування на ключі інвертора називається алгоритмом керування. Алгоритм керування і характер навантаження інвертора напруги визначають характер і тривалість роботи ключів – алгоритм перемикання.

В наш час широке застосування мікропроцесорних пристроїв у системах керування інверторами напруги дозволяє реалізувати практично будь-які алгоритми перемикання, наприклад, забезпечуючи протікання в навантаженні струму практично синусоїдної форми за можливості регулювання його частоти в широкому діапазоні.

На рисунку 4.8 наведено схему трифазного інвертора напруги. Розглянемо найпростіший режим, коли два транзистори однієї фази відкриваються поперемінно. Якщо вважати потенціал негативного полюса джерела живлення  $U_{ж}$  рівним нулю, то потенціали точок схеми  $A$ ,  $B$  і  $C$  будуть приймати значення або  $U_{ж}$ , або  $0$ .



### Рисунок 4.8 – Трифазний інвертор напруги

На рисунку 4.9 показані криві зміни потенціалів  $\varphi_A$ ,  $\varphi_B$  і  $\varphi_C$ . У трифазних системах вони зміщені одна відносно одної на 120 електричних градусів. До навантаження прикладена лінійна напруга  $u_{AB}$ .

Вихідна (лінійна) напруга трифазного інвертора являє собою у розглянутому режимі знакозмінні прямокутні імпульси тривалістю 120 електричних градусів. Для зміни форми вихідної напруги, а також її величини застосовують методи, які розглянуті вище.

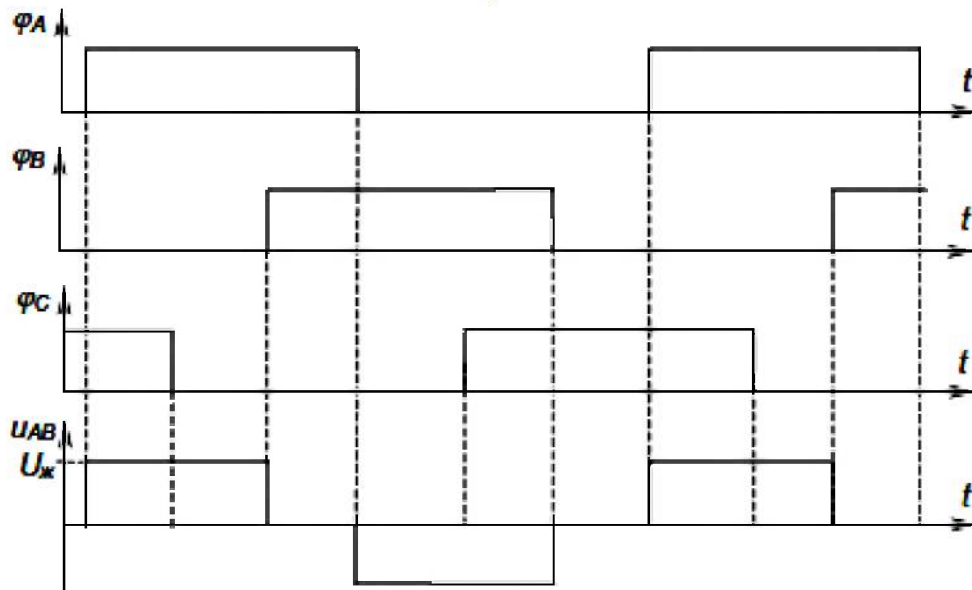


Рисунок 4.9 – Часові діаграми роботи трифазного інвертора напруги

Автономні інвертори напруги займають важливе місце у силовій електроніці, особливо у галузі створення електроприводів із регулюванням швидкості обертання асинхронних електродвигунів з короткозамкненим ротором.

## 4.2 Інвертори, ведені мережею

**Інвертори, ведені мережею** – це перетворювальні пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги.

Ці пристрої виконуються на основі керованих випрямлячів.

На рисунку 4.10 наведена схема однофазного інвертора, на якій зображено керований випрямляч, до вихідного кола якого підключено джерело  $U_d$  із вказаною полярністю.

При цьому пристрій може виконувати дві функції:

1) керованого випрямляча, якщо кут керування задавати у межах

$$0 < \alpha < \pi/2;$$

2) інвертора, веденого мережею, якщо кут керування задавати у межах

$$\pi/2 < \alpha < \pi.$$

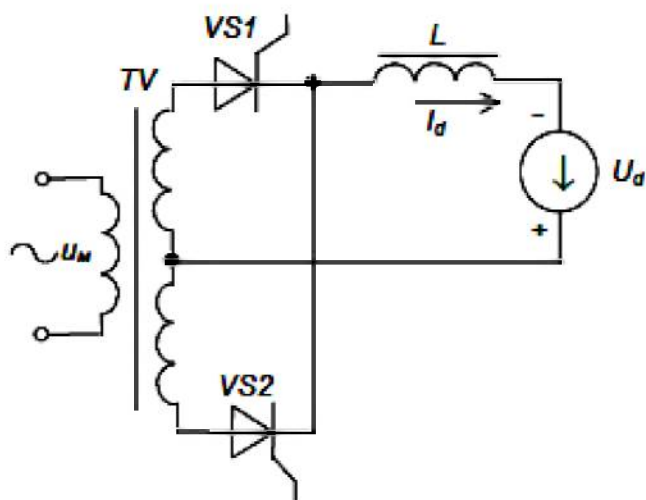
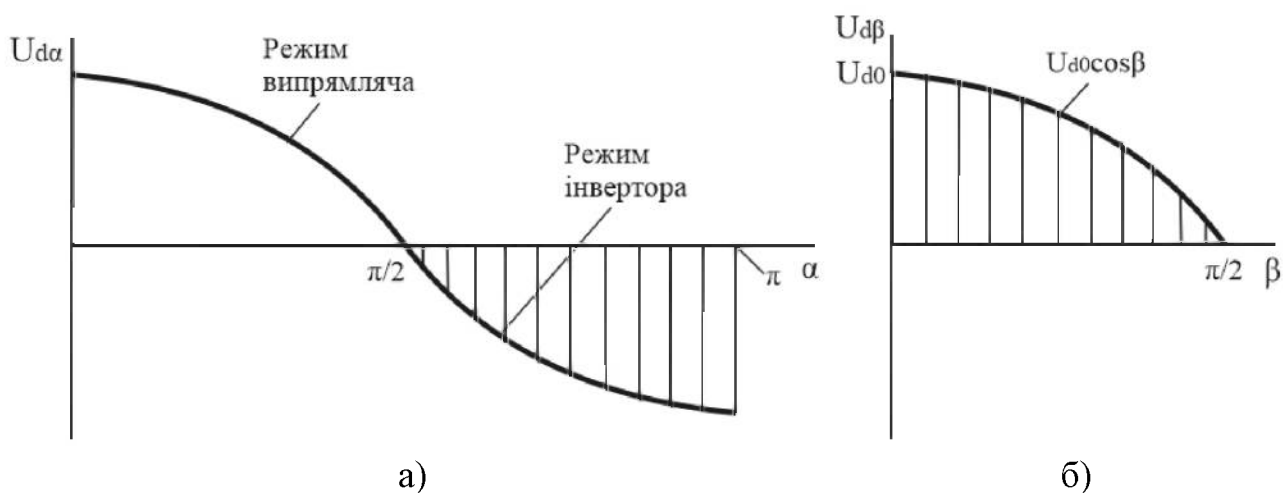


Рисунок 4.10 – Однофазний інвертор, ведений мережею

На рисунку 4.11 зображені залежності напруги  $U_d$  від кута керування  $\alpha$  та кута випередження:  $\beta = \pi - \alpha$ .



а – для режиму керованого випрямляча; б – для режиму інвертора

Рисунок 4.11 – Регульовальні характеристики інвертора, веденого мережею



Характеристика  $U_{d\beta} = f(\beta)$  свідчить, що при різних  $\beta$  напруга  $U_{d\beta}$  повинна бути меншою або дорівнювати за величиною  $U_{d0}$

$$U_{d\beta} \leq U_{d0}. \quad (4.10)$$

Інвертори, ведені мережею, використовуються у таких випадках:

- для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
- для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).

На рисунку 4.12 зображена схема реверсивного перетворювача напруги, призначеного для регулювання швидкості обертання і реверсу (змін напрямку обертання) двигуна постійного струму.

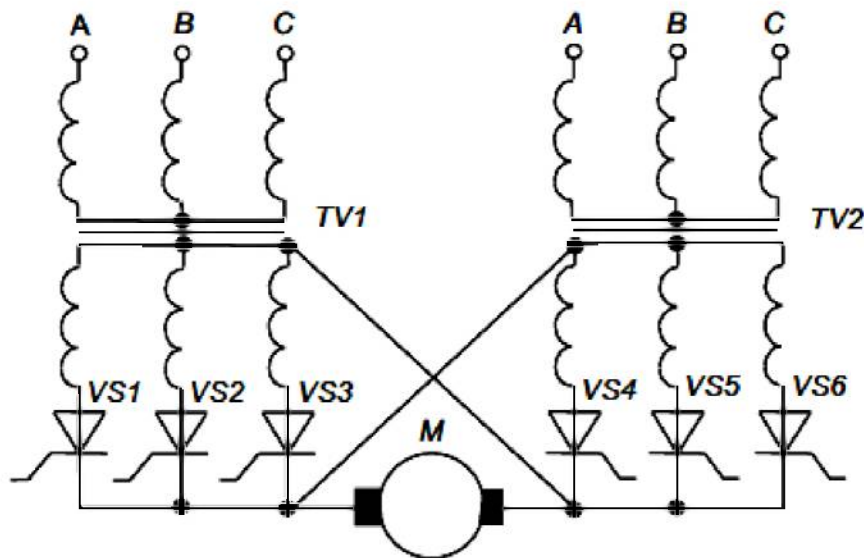


Рисунок 4.12 – Реверсивний перетворювач напруги

І ліва, і права частини перетворювача можуть працювати, як у режимі керованого випрямляча, так і у режимі інвертора, веденого мережею.

Розглянемо один із можливих алгоритмів роботи такого перетворювача, що називається режимом з роздільним керуванням.

При вмиканні тиристорів VS1 - VS3 лівої частини схеми перетворювача з кутом керування  $\alpha < \pi/2$  він працює як керований випрямляч, забезпечуючи керування швидкістю обертання електродвигуна M у одному напрямку. Тиристори VS4 - VS6 правої частини схеми при цьому вимкнені.

Для зміни напрямку обертання, спочатку припиняють подачу імпульсів керування на тиристори VS1 - VS3 і очікують зниження до нуля струму електродвигуна М. Це повинно забезпечити відновлення запірних властивостей тиристорів VS1 - VS3 і, тим самим, виключити можливість виникнення короткозамкненого контуру після вмикання тиристорів VS4 - VS6 правої частини перетворювача. Зниження струму фіксують автоматично за сигналом датчика величини струму.

Далі подають імпульси керування на тиристори VS4 - VS6 правої частини перетворювача з кутом керування  $\alpha > \pi/2$ .

Оскільки механічна система електродвигун-навантаження досить інерційна, то за час паузи у керуванні тиристорами частота обертання двигуна і напруга на його якорі істотно не змінюються.

При куті керування  $\alpha < \pi/2$  права частина перетворювача працює як інвертор, а електродвигун при цьому діє як джерело енергії – працює у генераторному режимі. В двиуні виникає гальмівний момент, що призводить до швидкого зниження швидкості його обертання та е.р.с. якоря.

Механічна енергія, що була накопичена в масивних частинах електродвигуна та його навантаження (тих, що обертаються), перетворюється у електричну і повертається до мережі живлення, а не гаситься, як звичайно, в спеціальних потужних резисторах. Гальмування електродвигуна з поверненням енергії до мережі називають рекуперацією.

Отже, якщо перетворювач працює у режимі інвертора, джерелом енергії є електродвигун, а споживачем (навантаженням) – мережа змінного струму.

При зменшенні кута керування до значення  $\alpha = \pi/2$ , електродвигун зупиняється. Подальше зменшення кута  $\alpha$  призводить до розгону двигуна з обертанням у протилежному напрямку. При  $\alpha = 0$  швидкість обертання досягає номінального значення. Тепер права частина перетворювача працює як випрямляч, а ліва вимкнена.

При необхідності наступного реверсу (гальмування електродвигуна і зміни напрямку його обертання), імпульси керування знімають з тиристорів VS4 - VS6 правої частини перетворювача, очікують зниження струму до нуля і вмикають тиристори VS1 - VS3 лівої частини перетворювача.

### **4.3 Приклади застосування інверторів із використанням мікроелектронних пристроїв**



Типову схему пристрою керування трифазним електродвигуном від однофазної мережі, виконаного на основі силового модуля D6, наведено на рисунку 4.13. Основу її складає трифазний інвертор напруги (див. рис. 4.8).

Пристрій живиться від однофазної мережі. Випрямлена випрямлячем, побудованим на діодах VD1 - VD4 та конденсаторі C2, напруга подається на повністю керований трифазний міст – модуль D6, до виводів якого – А, В, С підмикають трифазний електродвигун.

Керування вентилями моста здійснює драйвер D3. Для задання необхідного алгоритму вмикання вентилів (транзисторів модуля D6), на входи драйвера надходять сигнали з кільцевого лічильника, що має шість станів і побудований на ІМС D2.

Для забезпечення необхідної частоти напруги живлення електродвигуна, на вхід синхронізації лічильника подаються тактові імпульси з виходу мультивібратора, виконаного на таймері D1.

Живлення усіх ІМС системи керування забезпечує випрямляч, побудований на трансформаторі TV1, діодах VD5, VD6, конденсаторі C4 з інтегральними трививідними стабілізаторами напруги D4 (+15 В) і D5 (+5 В).

Керування величиною струму електродвигуна відбувається зі зміною положення регулятора резистора R6 або сигналом від зовнішнього пристрою, що подається на вхід «ЗОВН. КЕР.».

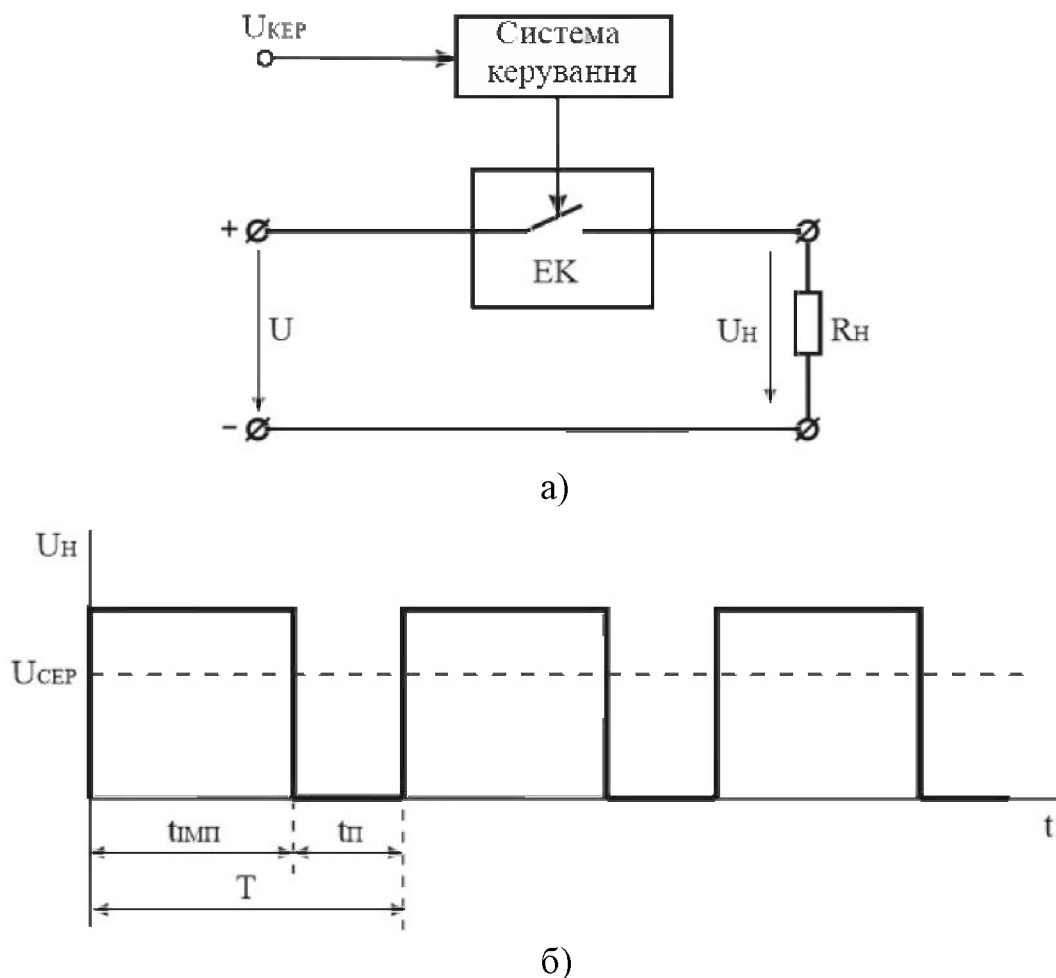
Резистор R8 забезпечує зворотний зв'язок за вихідним струмом пристрою, за рахунок чого при перевантаженні чи появі наскрізного струму через транзистори модуля (наприклад, через VT1 і VT2) вихідні сигнали драйвера D3 вимикаються.

У випадку збою у роботі схеми керування драйвера також блокується видача сигналів керування вентилями моста і подається сигнал індикації збою, що вмикає світлодіод Н1. Повернення драйвера після збою до нормального режиму роботи здійснюється натисканням на кнопку SB1 «RESET».

#### **4.4 Конвертори**

**Конвертори** – це пристрої, які призначені для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини.

За схемною реалізацією конвертори поділяються на перетворювачі постійної напруги із самозбудженням та імпульсні перетворювачі постійної напруги. Перевага останніх полягає в тому, що вони можуть використовувати тиристори і тим самим забезпечують створення конверторів великої потужності. Імпульсні перетворювачі постійної напруги (конвертори) використовуються для перетворення постійної напруги в постійну. Зміну величини напруги регулюють за допомогою параметрів імпульсів керування (рисунок 4.14, а). Для зміни параметрів імпульсів використовують широтно-імпульсний або частотно-імпульсний способи регулювання. При широтно-імпульсному способі вихідну напругу регулюють зміною тривалості вихідних імпульсів  $t_{\text{ИП}}$  при незмінному періоді їх надходження. При частотно-імпульсному способі вихідну напругу регулюють зміною частоти надходження вихідних імпульсів при незмінній тривалості імпульсу  $t_{\text{ИП}}$ , тобто змінюється період надходження імпульсів  $T$ .



$t_{\text{ИП}}$  – тривалість імпульсу;  $t_{\text{П}}$  – тривалість паузи;  
 $T = (t_{\text{ИП}} + t_{\text{П}})$  – період імпульсів

Рисунок 4.14 – Принцип регулювання напруги навантаження

Принцип роботи базується на ключовому режимі роботи транзистора або тиристора, внаслідок чого періодично переривається подання напруги на навантаження. Середнє значення напруги навантаження (рисунок 4.14, б) визначається за виразом

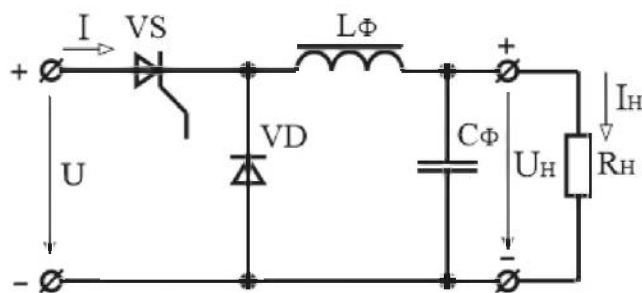
$$U_{СЕР} = U_d = k_3 U, \quad (4.11)$$

де  $U$  – напруга джерела живлення;

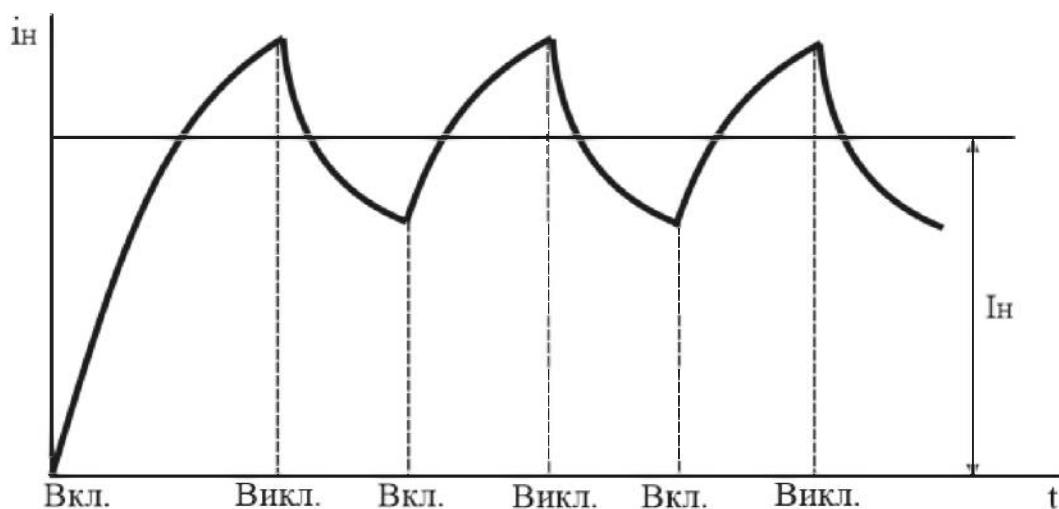
$k_3 = t_{ИМП}/T$  – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Таким чином, напругу на навантаженні можна регулювати від 0 до  $U$ .

Якщо потужність навантаження не перевершує 100 кВт, то використовують однокатні перетворювачі, коли між джерелом живлення та навантаженням вмикається транзисторний або тиристорний ключ, робота якого керується системою формування імпульсів. В практичних схемах між ключем і навантаженням вмикають згладжувальний LC- фільтр. На рисунку 4.15 наведена схема однокатного імпульсного знижуючого перетворювача напруги (конвертора) з тиристорним ключем і згладжувальним фільтром.



а)



б)

а – схема; б – часова залежність струму навантаження

Рисунок 4.15 – Однотактний імпульсний знижуючий конвертор

Під час вмикання тиристора VS навантаження отримує живлення від джерела U, а в проміжок часу, коли тиристор VS знаходиться у вимкненому стані, струм у навантаженні протікає за рахунок енергії, що була накопичена у дроселі  $L_{\Phi}$  і конденсаторі  $C_{\Phi}$  та замикається через діод VD. В інші проміжки часу процеси повторюються.

Робоча частота перетворювача  $f_{\text{РОБ}}$  визначається за формулою

$$f_{\text{РОБ}} = \frac{1}{T} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{\text{ВМ}} + t_{\text{ВИМ}})}, \quad (4.12)$$

де  $\Delta = U_{H \text{ МАКС}}/U_{H \text{ МИН}}$  – задана глибина регулювання напруги на навантаженні;

$t_{\text{ВМ}}$  – час вмикання електронного ключа;

$t_{\text{ВИМ}}$  – час вимикання електронного ключа.

На рисунку 4.16 наведена схема однотактного імпульсного підвищуючого конвертора.

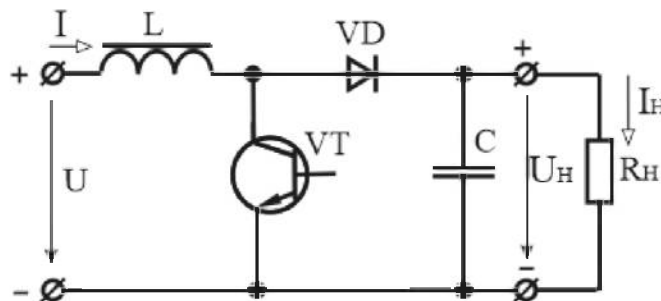


Рисунок 4.16 – Однотактний імпульсний підвищуючий конвертор

Однотактний імпульсний підвищуючий конвертор працює наступним чином. Під час вмикання транзистора VT, струм через дросель L зростає. Під час вимикання транзистора VT, за рахунок енергії накопиченої в індуктивності, під дією суми напруг джерела живлення U і е.р.с. самоіндукції через діод VD заряджається конденсатор C, паралельно якому підключене навантаження. В інші проміжки часу процеси повторюються. У цій схемі, на відміну від попередньої, напругу на навантаженні можна тільки підвищити.

Середнє значення струму навантаження

$$I_d = I(1 - k_3), \quad (4.13)$$

де  $I$  – струм, що споживається від джерела живлення.  
Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = U \frac{1}{1 - k_3}. \quad (4.14)$$

З (4.14) слідує можливість значного збільшення напруги на навантаженні. Але через зростання втрат в дроселі при збільшенні коефіцієнта заповнення імпульсів  $k_3$  отримати дуже велику напругу неможливо. Звичайно збільшення напруги складає не більше ніж 3-4 рази.

На рисунку 4.17 наведені регулювальні характеристики конверторів. Регулювальна характеристика конвертора – це залежність напруги на навантаженні від коефіцієнта заповнення імпульсів (відносної тривалості ввімкненого стану ключового елемента).

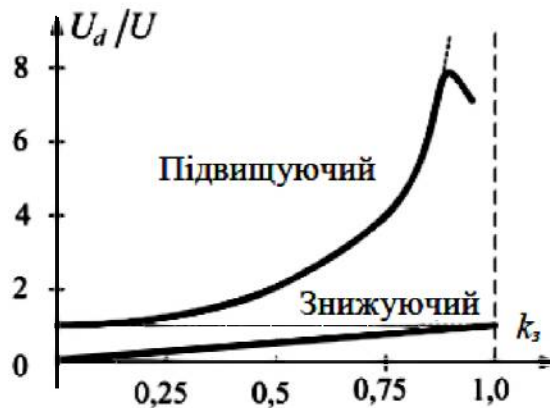


Рисунок 4.17 – Регулювальні характеристики конверторів

Таким чином рівняння регулювальної характеристики у відносних одиницях:

- для знижуючого конвертора

$$\frac{U_d}{U} = f(k_3); \quad (4.15)$$

- для підвищуючого конвертора



$$\frac{U_d}{U} = f\left(\frac{1}{1-k_3}\right). \quad (4.16)$$

## 4.5 Перетворювачі частоти

Ці пристрої забезпечують перетворення напруги змінного струму однієї частоти (постійної або змінної) у напругу змінного струму іншої частоти (постійної або змінної). Звичайно частота, амплітуда і фаза вихідної напруги (струму) регулюється у певних межах. Кількість фаз вхідної і вихідної напруги при цьому також може відрізнятися (трифазно-однофазні, однофазно-трифазні, багатофазні). Найбільша сфера використання – електропривод змінного струму.

За структурою розрізняють основні типи перетворювачів частоти (ПЧ):

- із ланкою постійного струму;
- із безпосереднім зв'язком мережі живлення і кола навантаження.

### 4.5.1 Перетворювачі частоти з ланкою постійного струму

Найбільшого поширення набули перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму, побудовані за схемою випрямляч - автономний інвертор. Принцип роботи та області застосування таких перетворювачів частоти залежать від типу випрямляча та автономного інвертора (інвертор напруги або інвертор струму).

ПЧ із ланкою постійного струму звичайно не передбачають необхідність використання вхідного або вихідного трансформатора.

Структурна схема ПЧ з ланкою постійного струму (рисунк 4.18) містить:

- $m_1$ -фазне джерело (G) змінного струму (звичайно мережа змінного струму) з напругою  $U_1$  і частотою  $f_1$ ;
- вхідний фільтр ( $\Phi_{\text{вх}}$ ), що зменшує вплив на мережу з боку ПЧ;
- випрямляч (В);
- фільтр ( $\Phi$ ) у колі постійного струму, що, поряд зі згладжуванням напруги, надає вхідному колу інвертора властивості джерела напруги;
- $m_2$ -фазний інвертор (І) із вихідною напругою  $U_2$  і частотою  $f_2$ ;
- вихідний фільтр ( $\Phi_{\text{вих}}$ ) для покращення вихідних параметрів ПЧ;
- $m_2$ -фазне навантаження (Н).

Вхідний і вихідний фільтри звичайно застосовуються у ПЧ з використанням ШІМ. При цьому вхідний фільтр складається із фільтра радіозавад і вхідного реактора для поліпшення комутації і обмеження вхідного струму. Вихідний фільтр є необхідним при значній довжині кабелю до навантаження (двигуна) для обмеження перенапруг, що обумовлені високою швидкістю змінювання вихідної напруги.

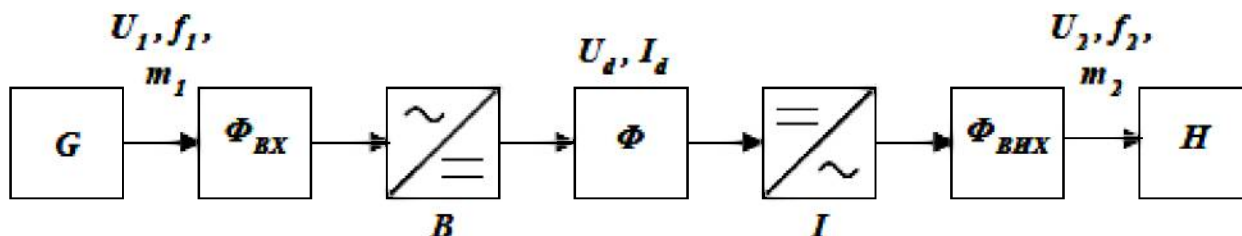


Рисунок 4.18 – Структурна схема ПЧ з ланкою постійного струму

Таким чином, у ПЧ має місце подвійне перетворення напруги (енергії) джерела: спочатку вона випрямляється, а потім постійна напруга перетворюється у змінну з необхідними параметрами.

Основною перевагою ПЧ із ланкою постійного струму є можливість отримання на виході напруги (або струму), частота якої регулюється у достатньо широких межах, як нижче, так і вище частоти мережі.

Основні недоліки: зниження ККД унаслідок подвійного перетворення енергії і значне ускладнення схеми випрямлення для забезпечення двобічного обміну енергією між джерелом і навантаженням.

При загальному принципі побудови внутрішня структура і властивості окремих елементів ПЧ цього типу достатньо різноманітні. Усе залежить від принципів керування і потрібних характеристик вхід/вихід.

Функції регулювання частоти вихідної напруги виконує інвертор. Регулювання амплітуди вихідної напруги (струму) можливо двома способами:

- амплітудне змінюванням напруги постійного струму на вході інвертора;
- імпульсне, що здійснюється інвертором при незмінній напрузі постійного струму на вході.

Залежно від цього використовується керований або некерований випрямлячі.

Найбільшого поширення набули некеровані випрямлячі. Виконувані на діодах, вони характеризуються максимальною простотою і надійністю, високим ККД, а також досить високою якістю вихідної напруги і гармонійного складу

струму, споживаного з мережі. Однак некерованість процесу перетворення енергії не дозволяє реалізувати режим рекуперації, необхідний у багатьох випадках.

Керовані випрямлячі на низькочастотних тиристорах, позбавлені як недоліків, так і більшості переваг діодних випрямлячів. Вони мають високий ККД і властивість оборотності по напрямку перетворення енергії і зазвичай використовуються спільно з автономними інверторами струму для регулювання величини вихідного струму перетворювача. Недоліки керованих випрямлячів полягають у підвищеному рівні пульсацій випрямленої напруги, в зниженому значенні коефіцієнта потужності, який зменшується пропорційно вихідній напрузі, і в односторонньому напрямку вихідного струму.

Напівкеровані випрямлячі займають проміжне положення між керованими і некерованими випрямлячами, дозволяючи регулювати значення випрямленої напруги без можливості рекуперації енергії в мережу. У разі керованих і напівкерованих випрямлячів з'являється можливість відключення силової схеми перетворювачів частоти від мережі без використання додаткового устаткування.

Наявність значної ємності у колі постійного струму ПЧ з інвертором напруги знижує швидкість змінювання напруги, що суттєво обмежує можливості амплітудного регулювання напруги. Унаслідок цього у наш час найбільшого розповсюдження знаходять ПЧ із використанням ШІМ (рисунок 4.19).

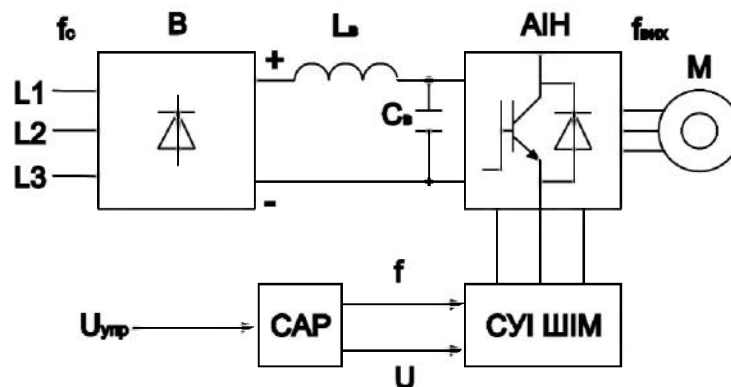


Рисунок 4.19 – Структурна схема перетворювача частоти із ланкою постійного струму з АИН і використанням ШІМ

Перетворювач частоти складається з некерованого діодного силового випрямляча, автономного інвертора напруги АИН, системи керування ШІМ, системи автоматичного регулювання, дроселя  $L_B$  і конденсатора фільтра  $C_B$ . Регу-

лювання вихідної частоти  $f_{\text{вих}}$  і напруги  $U_{\text{вих}}$  здійснюється в інверторі за рахунок високочастотного широтно-імпульсного керування.

Широтно-імпульсне керування характеризується періодом модуляції, всередині якого обмотка статора електродвигуна підключається по черзі до позитивного і негативного полюсів випрямляча. Тривалість цих станів всередині періоду ШІМ модулюється за синусоїдальним законом. При високих (звичайно 2...15 кГц) тактових частотах ШІМ, в обмотках електродвигуна, внаслідок їх фільтруючих властивостей, протікають синусоїдальні струми.

Відзначимо, що за значних потужностей ПЧ із ШІМ для обмеження струму заряджання конденсатора фільтра під час підключення перетворювача до мережі випрямляч виконується керуванням (регулювання лише у процесі заряджання) або використовується спеціальна схема заряджання.

Структура ПЧ з інвертором струму передбачає використання на вході керованого випрямляча.

При необхідності забезпечення двобічного обміну енергії між джерелом і електродвигуном на вході ПЧ встановлюється реверсивний керований випрямляч із двома комплектами вентилів, що працює у випрямному режимі з передаванням енергії від мережі до двигуна або у інверторному режимі при зворотному напрямку енергії. Останнім часом з цією метою використовують активний випрямляч, що поряд із обміном енергії забезпечує синусоїдальний вхідний струм ПЧ при  $\cos\phi = 1$  і можливість регулювання  $\cos\phi$ .

Схема ПЧ із двобічним обміном енергією наведена на рисунку 4.20.

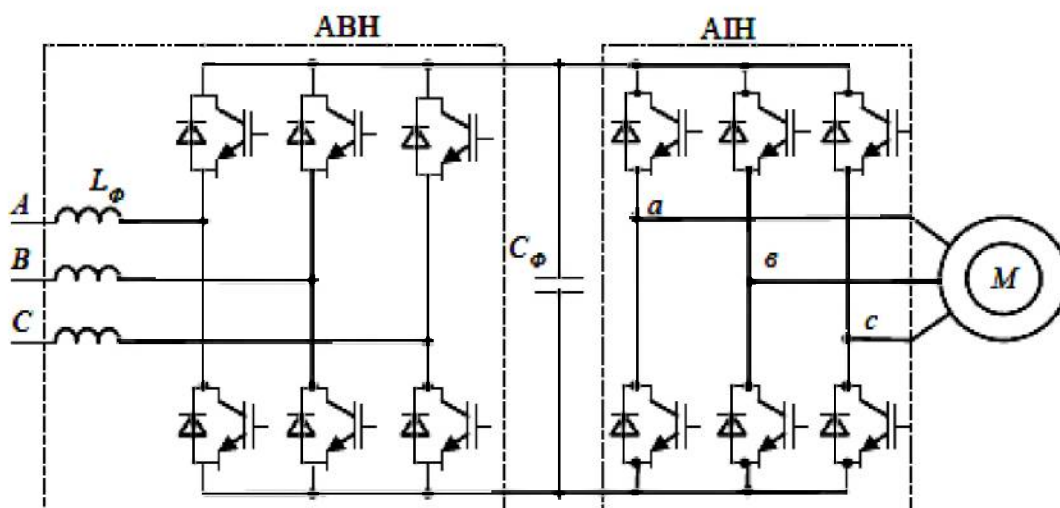


Рисунок 4.20 – Структура силових кіл перетворювача частоти з активним випрямлячем наруги

Вона містить у собі два трифазних інвертори на транзисторах, що мають спільне коло постійного струму. Один з них – активний випрямляч наруги АВН, що з'єднаний з мережею змінного струму. Обидва інвертори мають окремі системи керування. АВН є підвищуючим перетворювачем і його використання у схемі ПЧ надає схемі важливу особливість – він зберігає дієспроможність у разі зниження напруги у мережі змінного струму за рахунок стабілізації напруги у ланці постійного струму. При цьому струм, що споживається з мережі, пропорційно збільшується. Отже, у цьому разі АВН необхідно обрати з відповідним запасом за струмом.

Сучасні інвертори виконуються на основі повністю керованих силових напівпровідникових приладів – GTO- тиристорів, або IGBT- транзисторів.

Особливостями автономних інверторів напруги є живлення від джерела напруги, замикання контуру реактивного струму навантаження через зворотні діоди і незалежність форми кривої напруги на виході інвертора від характеру навантаження. Недоліком АІН є необхідність використання реверсивних випрямлячів для організації рекуперативних режимів роботи електропривода. Однак застосування інверторів напруги дозволяє без ускладнення схеми отримати високі енергетичні показники і забезпечити вихідні струми, близькі до синусоїдальним. Саме це обумовлює широке застосування АІН в сучасному електроприводі. Для побудови силових ключів в області комутованих струмів до 50 А використовуються біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT) і польові транзистори з ізольованим затвором (MOSFET), а також низькочастотні і високочастотні діоди і тиристори. Силкові біполярні транзистори в діапазоні до 50 А знаходять основне застосування у дешевому промисловому обладнанні. В області комутованих струмів більше 50 А основними використовуваними приладами є силові модулі на базі біполярних транзисторів, тиристорів (GTO, GCT, IGCT). Особливо слід виділити транзисторні і діод-транзисторні модулі, виконані за інтегральною технологією на основі транзисторів типу IGBT. Низькі втрати потужності в ключових режимах, великі значення робочих напруг і струмів, малі часи включень і відключень цих модулів, а також можливість їх використання при паралельній роботі дозволяють створювати потужні і компактні перетворювальні установки з високою частотою комутації напівпровідникових ключів.

Основним елементом систем керування сучасних перетворювачів частоти є спеціалізований мікроконтролер або цифровий сигнальний процесор (DSP). Побудова системи керування на базі DSP обумовлена необхідністю великого

обсягу складних обчислень в режимі реального часу для реалізації сучасних алгоритмів керування. Найбільшою мірою це критично для бездатчикових систем векторного керування.

Система керування може бути одно- або багатопроцесорною. Однопроцесорні системи мають ряд істотних недоліків: до мікроконтролера пред'являються підвищені вимоги по наявності вбудованих периферійних модулів і портів введення-виведення, за швидкістю та обсягом пам'яті; значно ускладнюється розробка програмного забезпечення. Однак при вирішенні завдань керування невисокої складності перевагою однопроцесорних систем є простота апаратної і програмної реалізації.

В даний час більшість перетворювачів будуються на двопроцесорній основі (рисунок 4.21).

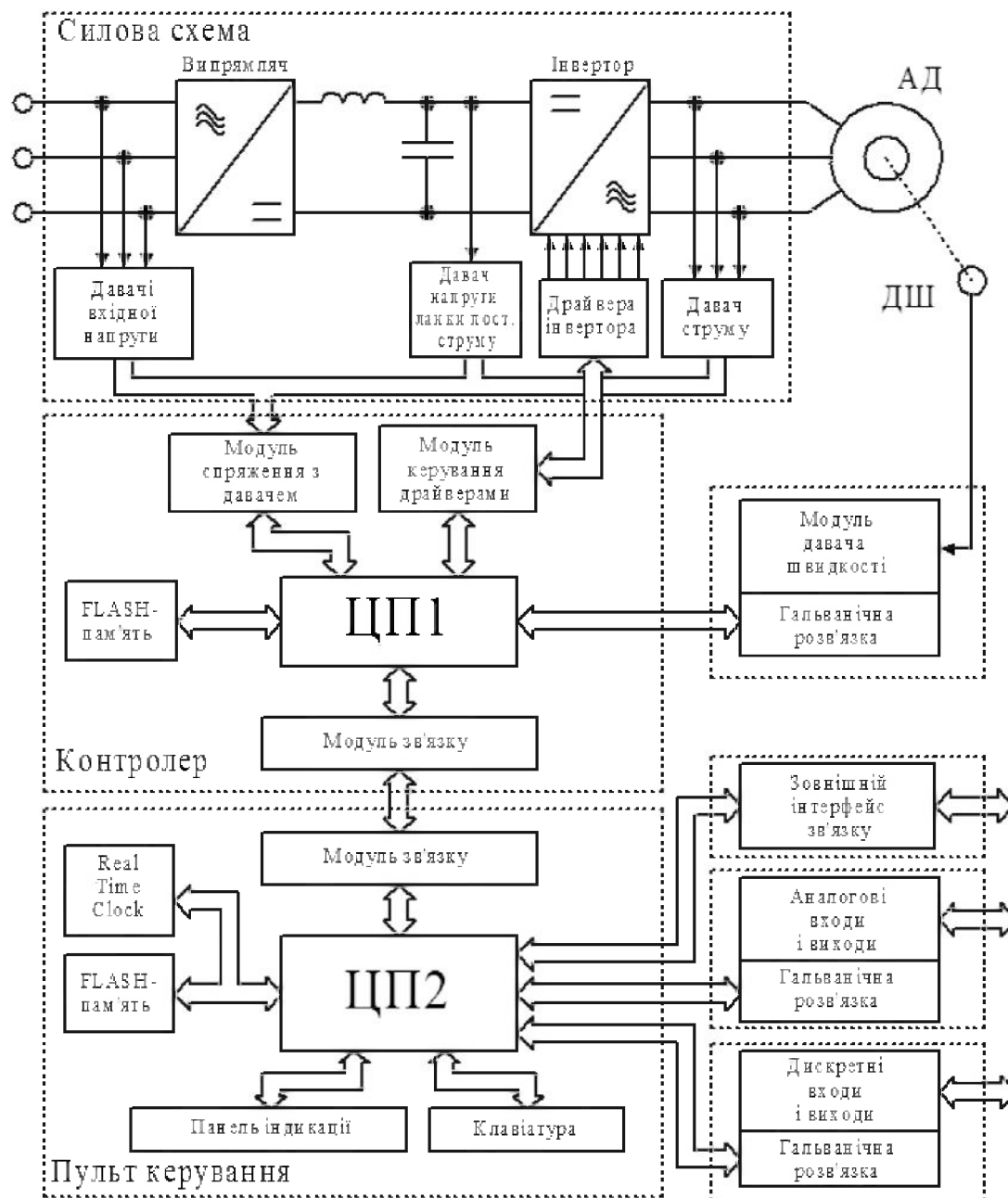


Рисунок 4.21 – Система керування перетворювачем частоти на двопроцесорній основі

Перший процесор (ЦП1) виконує основні функції перетворювачів частоти (реалізація алгоритмів управління інвертором, випрямлячем, опитування датчиків і т.д.), другий (ЦП2) забезпечує роботу пульта керування, зв'язок з системою верхнього рівня і інші сервісні функції. Слід зазначити, що розподіл функцій між мікроконтролерами може бути здійснено і іншим способом.

Переваги двопроцесорної системи в порівнянні з однопроцесорною – зниження вимог до ЦП1 і ЦП2 по вбудованій периферії, швидкодії та обсягу пам'яті; можливість застосування єдиного інтерфейсу для зв'язку центрального

контролера з пультом керування і з системою автоматизації верхнього рівня; значне спрощення розробки програмного забезпечення для кожного з контролерів. Керування драйверами інвертора здійснюється за допомогою формування шестиканального ШІМ- сигналу з автоматичним додаванням «мертвого часу». У більшості мікроконтролерів модуль ШІМ реалізований апаратно. Для отримання форми вихідної напруги, близької до синусоїдальної (що особливо критично при скалярному керуванні), може використовуватися програмна або апаратна корекція «мертвого часу».

Керування перетворювачем може здійснюватися за допомогою пульта, дискретних чи аналогових входів. Перетворювачі конструктивно будуються за модульним принципом, що дозволяє вводити в них додаткові функціональні модулі, які в поєднанні з вбудованими програмними засобами дозволяють отримати різну конфігурацію електроприводу, що відповідає вимогам замовника, від найпростіших розімкнутих до точних замкнених систем позиціонування. Як правило, такі модулі (плати) розширення містять у своєму складі аналогові й дискретні входи і виходи, а також інтерфейси зв'язку.

#### **4.5.2 Сучасні низьковольтні перетворювачі частоти для електроприводу широкого призначення**

Основним елементом сучасних регульованих електроприводів змінного струму є перетворювач частоти. Вони все більшою мірою використовуються в електроприводах змінного струму насосів, вентиляторів, компресорів, транспортів та ін., в промисловості та в сільському господарстві.

Існуючі серійні ПЧ забезпечують плавне регулювання швидкості обертання вала АД в широких межах із збереженням перевантажувальної здатності в діапазоні 1:20 і більш. Можуть працювати в розімкнених і замкнених системах керування. Дозволяють формувати режими розгону і гальмування. Мають цілу низку вбудованих систем захисту перетворювача і двигуна.

Фактично, існують негласні стандарти на структуру перетворювачів частоти і виконуваними ними функції.

У загальному випадку можна виділити два основні завдання, які вирішуються регульованим електроприводом: керування моментом і швидкістю обертання електродвигуна.



Для вирішення завдань регулювання швидкості і моменту в сучасному електроприводі застосовують два основні методи частотного керування: скалярне і векторне.

Асинхронний електропривод зі скалярним керуванням є на сьогоднішній день найбільш поширеним. Він застосовується в складі приводів насосів, вентиляторів, компресорів та інших механізмів, для яких важливо підтримувати або швидкість обертання вала двигуна (при цьому використовується датчик швидкості), або технологічний параметр (наприклад, тиск в трубопроводі, при цьому використовується відповідний датчик).

Основний принцип скалярного керування – зміна частоти і амплітуди напруги живлення за законом  $U/f^n = \text{const}$ , де  $n \geq 1$ . Конкретний вид залежності визначається вимогами, що пред'являються до електроприводу навантаженням. Зазвичай за незалежний вплив приймається частота, а значення напруги при даній частоті визначає вид механічної характеристики, значення пускового і критичного моментів. Скалярне керування забезпечує сталість перевантажувальної здатності електроприводу незалежно від частоти напруги, проте має місце зниження моменту, що розвивається двигуном, при низьких частотах (при  $f < 0,1f_{\text{НОМ}}$ ). Максимальний діапазон регулювання швидкості обертання ротора при незмінному моменті опору для електроприводів зі скалярним керуванням досягає 1:10.

Метод скалярного керування відносно простий у реалізації, але має два істотних недоліки. По-перше, за відсутності датчика швидкості на валу двигуна неможливо регулювати швидкість обертання вала, тому що вона залежить від навантаження. Наявність датчика швидкості вирішує цю проблему, однак залишається другий істотний недолік – не можна регулювати момент на валу двигуна. З одного боку, цю проблему можна вирішити установкою датчика моменту, однак такі датчики мають дуже високу вартість, часто перевищує вартість всього електроприводу. Але навіть за наявності датчика керування моментом виходить дуже інерційним. Більш того, при скалярному керуванні не можна регулювати одночасно і момент і швидкість, тому доводиться вибирати ту величину, яка є найбільш важливою для даного технологічного процесу.

Для усунення недоліків, властивих скалярному керуванню, фірмою SIEMENS був запропонований метод векторного керування. У сучасних електроприводах в систему керування закладається математична модель двигуна, яка дозволяє розраховувати момент на валу і швидкість обертання вала. При цьому необхідними є тільки датчики струму фаз статора двигуна. Завдяки спеціальній

структурі системи керування забезпечується незалежне і практично безінерційне регулювання двох основних параметрів – моменту на валу і швидкості обертання.

На сьогоднішній день сформувалися два основні класи систем векторного керування – бездатчикові системи (без датчика швидкості на валу двигуна) і системи зі зворотним зв'язком по швидкості. Застосування того чи іншого методу векторного керування визначається областю застосування електроприводу. При невеликих діапазонах зміни швидкості (не більше 1:100) і вимогах до точності її підтримки не більше  $\pm 0,5\%$  застосовують бездатчикове векторне керування. Якщо ж швидкість обертання вала змінюється в широких межах (до 1:10000 і більше), маються вимоги до високої точності підтримки швидкості обертання (до  $\pm 0,02\%$  при частотах обертання менше 1 Гц) або є необхідність позиціонування валу, а також при необхідності регулювання моменту на валу двигуна на дуже низьких частотах обертання, застосовують методи векторного керування із зворотним зв'язком по швидкості.

При використанні векторного керування досягаються наступні переваги:

- висока точність регулювання швидкості навіть при відсутності датчика швидкості;
- плавне без ривків, обертання двигуна в області малих частот;
- можливість забезпечення номінального моменту на валу при нульовій швидкості (при наявності датчика швидкості);
- швидка реакція на зміну навантаження: при різких скачках навантаження практично не відбувається стрибків швидкості;
- забезпечення такого режиму роботи двигуна, при якому знижуються втрати на нагрів і намагнічування, а отже, підвищується ККД двигуна.

Поряд з перевагами, методу векторного керування властиві і деякі недоліки, такі, як велика обчислювальна складність і необхідність знання параметрів двигуна. Крім того, при векторному керуванні коливання швидкості на постійному навантаженні більше, ніж при скалярному керуванні. Слід зазначити, що існують області, в яких можливе використання тільки скалярного керування, наприклад в груповому електроприводі, де від одного перетворювача живляться кілька двигунів.

**Підключення перетворювача частоти.** Основна схема підключення ПЧ показана на рисунку 4.22.



Інформаційні контакти підключення функціонально поділяються на чотири групи: дискретні входи, дискретні виходи, аналогові входи і аналогові виходи.

Дискретні або логічні входи (LI1, ..., LI4 – Logic Input) використовують для дискретного керування ПЧ. Функції входів призначаються користувачем під час налаштування. Для підвищення завадостійкості в них використовуються логічні сигнали високого рівня («0»  $\leq 5$  В, «1»  $\geq 11$  В і напруга живлення 24 В).

Дискретними виходами є контакти реле R1, що спрацьовує при всіх аварійних режимах перетворювача, і реле R2, функція якого призначається користувачем. Найчастіше ці контакти використовують для керування вхідним або вихідним контактором перетворювача.

Два аналогові входи використовуються для керування вихідною частотою перетворювача сигналами завдання або зворотного зв'язку. Вхід AI1 (Analog Input) потенційний із вхідним опором 30 кОм і рівнем сигналу 0...10 В. Вхід AI2 струмовий з вхідним опором 100 Ом і рівнем сигналу 1...20 мА. Під час керування за цими входами похибка складає величину порядку  $\pm 1$  %, а нелінійність  $\pm 0,5$  % від максимальної вихідної частоти. Струмовий аналоговий вихід AO1 (Analog Output) використовують для обміну інформацією між ПЧ і зовнішньою системою керування. Функція його призначається користувачем. У простому випадку до цього виходу можна підключити міліамперметр і вимірювати вихідну частоту перетворювача. Вихідний струм від 0 до 20 мА, максимальний опір навантаження 500 Ом. Лінійність вихідної характеристики складає величину порядку  $\pm 0,1$  мА, а точність  $\pm 0,2$  мА.

Для обміну цифровою інформацією із зовнішніми пристроями (мікропроцесорами, ПК і тому подібне) у ПЧ використовують послідовний інтерфейс RS-485 з протоколом Modbus або іншим.

#### **4.6 Вплив перетворювальних пристроїв на мережу**

Розглянемо, як перетворювальні пристрої впливають на мережу, до якої вони підмикаються, і на інші споживачі енергії мережі.

Перетворювальні пристрої являють собою нелінійні елементи і тому вони в процесі роботи впливають на форму кривих струму і напруги живлячої мережі. Цей вплив тим більший, чим ближче потужність перетворювального пристрою до потужності живлячої мережі. Зазначене ілюструє рисунок 4.23.

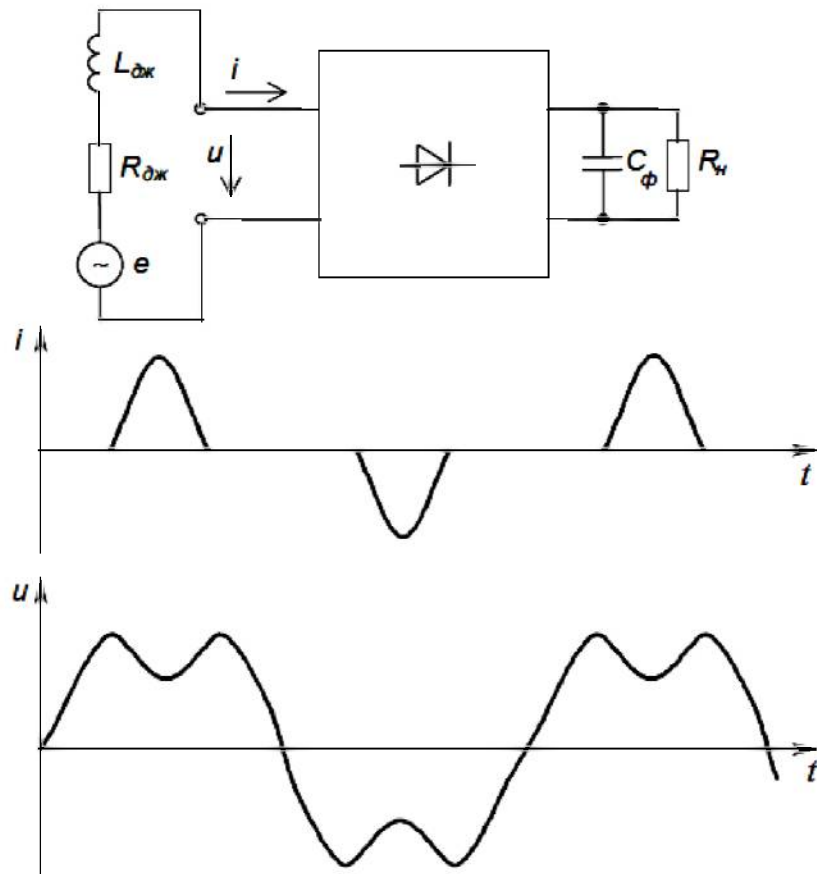


Рисунок 4.23 – Ілюстрація впливу вентильного перетворювального пристрою на мережу живлення

Джерело змінної напруги  $u$  тут представлено у вигляді джерела е.р.с.  $e$  з власними індуктивністю  $L_{дж}$  і опором  $R_{дж}$ . Форма струму  $i$ , споживаного перетворювачем, є характерною для випрямлячів, на ємнісний згладжувальний фільтр  $C_{\phi}$  і є найбільш розповсюдженими представниками вентильних перетворювачів. Спотворення форми кривої напруги  $u$  призводить до зростання втрат, зниження моменту двигунів та к.к.д. навантаження, а також може призвести до збоїв у роботі інших споживачів, підімкнених до цієї мережі.

Останнім часом внаслідок широкого розповсюдження перетворювальних пристроїв і збільшення їх потужностей достатньо гостро постає питання забезпечення електромагнітної сумісності споживачів, що працюють в єдиній мережі. Електромагнітна сумісність передбачає відсутність негативного впливу на інших споживачів і, як наслідок, порушення їх нормального функціонування. В енергетиці це більшою мірою стосується електромагнітних перешкод, що розповсюджуються у дротах мережі.

Робота більшості перетворювальних пристроїв, що живиться від мережі змінного струму, пов'язана зі споживанням реактивної потужності та викривленням напруги у колі змінного струму. Це властиво і для інших нелінійних споживачів енергії.

**Електромагнітна сумісність** – це здатність електроприймача нормально функціонувати в мережі електропостачання, до якої він підключений, і не вносити в цю мережу завад, неприпустимих для роботи інших електроприймачів.

Досягнення електромагнітної сумісності забезпечується обмеженням деякою припустимою величиною спотворень форми кривої напруги, викликаних нелінійним навантаженням.

Відповідно до стандартів на якість електричної енергії контролюється форма  $u_m$ , яка характеризується коефіцієнтом нелінійних спотворень (коефіцієнтом гармонік)  $K_H$ , допустимими значеннями якого є:  $K_H \leq 3\%$  – тривалий час,  $K_H \leq 5\%$  – короткочасно.

Цей коефіцієнт розраховують за формулою

$$K_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (4.17)$$

де  $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$  – діючі значення напруги вищих гармонік.

Забезпечення електромагнітної сумісності можливе із:

1. Використанням схем випрямлячів зі збільшеною кількістю пульсацій випрямленої напруги (багатофазні схеми). Це призводить до збільшення кратності частот гармонік вхідного струму і відповідного зменшення їх амплітуди. Це пов'язано із застосуванням багатофазних трансформаторів із декількома комплектами обмоток і є доцільним лише за значних потужностей перетворювачів.

2. Застосуванням спеціальних вхідних трансформаторів із перемиканням відводів обмотки вищої чи нижчої напруги, тобто поєднання амплітудного і фазного регулювання.

3. Використанням спеціальних схем перетворювачів з поліпшеними енергетичними показниками, зокрема несиметричних схем випрямляча, випрямлячів з активним формуванням вхідного струму.

4. Роздільним живленням перетворювачів та інших приймачів.

5. Застосуванням вхідних LC- фільтрів, що налаштовані на домінуючі гармоніки і спеціальних пристроїв – компенсаторів реактивної потужності у

сполученні з фільтрами вищих гармонік (фільтро-компенсаційні пристрої – ФКП).

6. Застосуванням силових активних фільтрів (АФ), що компенсують відхилення струму та напруги від синусоїдальної форми.

Зараз більш поширені силові резонансні фільтри (фільтро-компенсаційні пристрої – ФКП), що складаються з реакторів і конденсаторів, з'єднаних послідовно. Параметри останніх вибираються таким чином, щоб для обраних частот мав місце резонанс напруг. Резонансний контур напруги, як правило, виконує подвійну функцію. По-перше, він генерує на основній частоті реактивну потужність, що дозволяє поліпшити коефіцієнт потужності, по-друге, частково шунтує вищі гармоніки, на частоту яких він налаштований.

На рисунку 4.24 наведено схему такого пристрою, що містить систему багатофазних коливальних LC- контурів з резонансом напруг. Частота резонансу кожного з цих контурів відповідає частотам найбільш інтенсивних вищих складових напруги мережі, зумовлених роботою перетворювача (або іншого нелінійного навантаження).

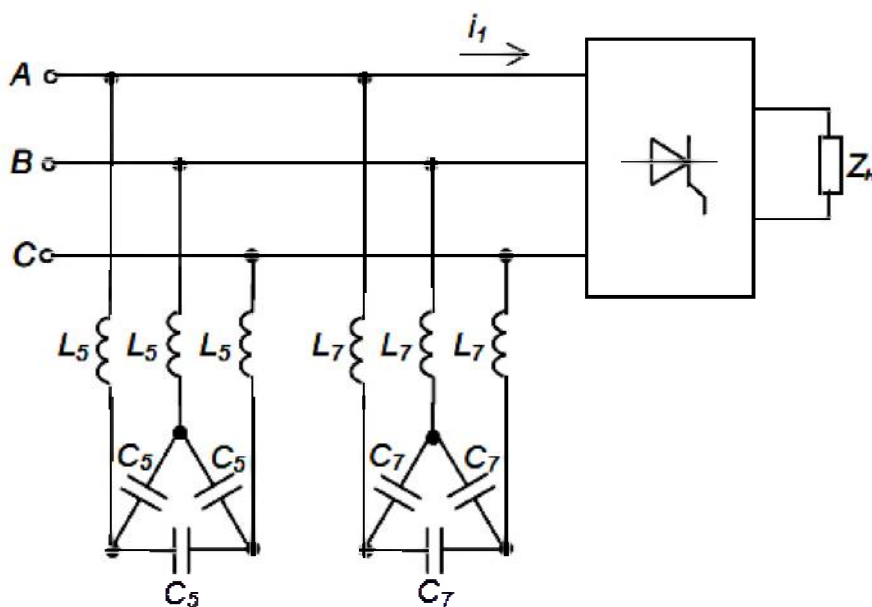


Рисунок 4.24 – Схема підмикання силового резонансного фільтру для компенсації 5 та 7 гармонік

У низьковольтних мережах для зменшення взаємних високочастотних завад навантаження і мережі малопотужні споживачі (радіоелектронні пристрої, ЕОМ, освітлювальні прилади з електронним баластом і т.п.) рекомендується підмикати до мережі через завадопоглинаючі фільтри.

Найбільш розповсюджена схема такого фільтра наведена на рисунку 4.25. Орієнтація обмоток трансформатора TV забезпечує взаємне віднімання струмів завад у провідниках (обмотках).

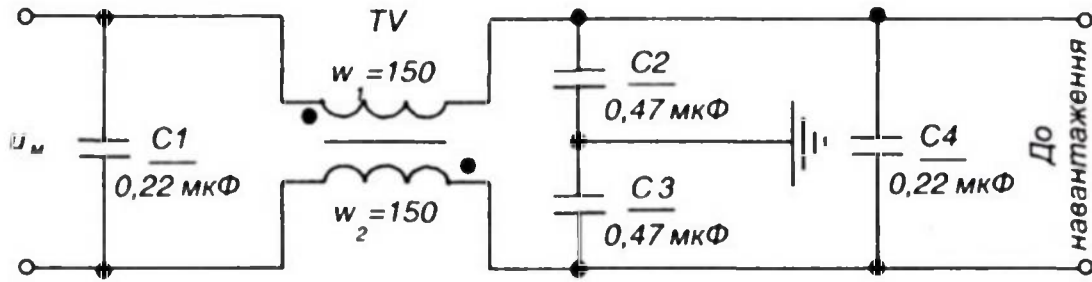


Рисунок 4.25 – Мережевий завадопоглинаючий фільтр

У останні роки велика увага приділяється розробці і практичному використанню керованих джерел реактивної потужності, що виконують роль силових активних фільтрів (САФ). Застосування САФ дозволяє усунути недоліки, характерні для резонансних фільтрів вищих гармонік, і забезпечує практично синусоїдальну форму струму, який споживається вентиляним перетворювачем чи будь-яким іншим нелінійним навантаженням із мережі.

Принцип роботи таких пристроїв полягає у тому, що спеціальний напівпровідниковий перетворювач (основна частина САФ), використовуючи енергію джерел струму або напруги, формує у своїх мережевих провідниках струм, за гармонійним складом аналогічний струму нелінійного навантаження (за винятком першої гармоніки), але протилежний за знаком. У результаті відбувається взаємна компенсація неосновних гармонік струмів навантаження і напівпровідникового перетворювача. В якості останнього найбільш зручно використовувати регулятор змінного струму з імпульсною модуляцією, що забезпечує керування параметрами струму.

#### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ ДО РОЗДІЛУ 4**

1. Поясніть, що таке автономний інвертор. Коли застосовують автономні інвертори?
2. Поясніть різницю між інверторами струму і інверторами напруги.
3. Наведіть схему однофазного інвертора струму з трансформаторним виходом і поясніть принцип його роботи.
4. Наведіть схему півмостового однофазного інвертора напруги і поясніть принцип його роботи.



5. Наведіть схему трифазного інвертора напруги і поясніть принцип його роботи.
6. Поясніть, що таке інвертор, ведений мережею? Коли використовують такі інвертори?
7. Поясніть призначення і принцип роботи реверсивного перетворювача напруги.
8. Поясніть особливості перетворення постійної напруги в постійну.
9. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, які застосовуються у перетворювачах напруги постійного струму і поясніть їх особливості.
10. Дайте визначення і поясніть призначення конверторів напруги.
11. Поясніть за допомогою часових діаграм принцип широтно-імпульсного і частотно-імпульсного методів регулювання вихідної напруги конверторів.
12. Поясніть принцип роботи імпульсного конвертора.
13. Поясніть, в чому перевага імпульсних конверторів?
14. Наведіть схему одноктного імпульсного знижуючого конвертора і поясніть принцип його роботи.
15. Вкажіть, чим визначається робоча частота конвертора?
16. Наведіть схему одноктного імпульсного підвищуючого конвертора і поясніть принцип його роботи.
17. Поясніть, що таке перетворювач частоти. Коли застосовують перетворювачі частоти?
18. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи перетворювача частоти з ланкою постійного струму.
19. Поясніть принцип роботи системи керування перетворювачем частоти на двопроесорній основі.
20. Назвіть основні методи частотного керування електроприводом.
21. Поясніть принцип роботи скалярного метода частотного керування електроприводом.
22. Поясніть принцип роботи векторного метода частотного керування електроприводом.
23. Поясніть, що таке електромагнітна сумісність.
24. Поясніть, як перетворювальні пристрої впливають на мережу, до якої вони підмикаються, і на інші споживачі енергії мережі.
25. Наведіть шляхи забезпечення електромагнітної сумісності.

## **СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ**

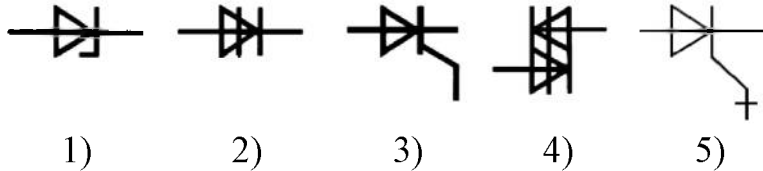
1. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: підручник / С.О. Квітка. – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2019. – 223 с.
2. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник / С.О. Квітка С.О., В.Ф. Яковлев, О.В. Нікітіна; За ред. проф. В.Ф. Яковлева. – К.: Аграрна освіта, 2010. – 329 с.
3. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник / С.О. Квітка С.О., В.Ф. Яковлев, О.В. Нікітіна; За ред. проф. В.Ф. Яковлева. – Суми: «Сумський національний аграрний університет», 2012. – 285 с.
4. Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков; За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003. – 368 с.
5. Колонтаєвський Ю.П. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков ; За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2009. – 416 с.
6. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. / К.К. Победаш, В.А. Святненко. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 244 с.
7. Шавьолкін О.О. Силові напівпровідникові перетворювачі енергії : навч. посібник / О.О. Шавьолкін; Харків. нац. ун-т. міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015. – 403 с.
8. Руденко В.С. Промислова електроніка / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк. – К.: Либідь, 1993. – 432 с.
9. Полуянович Н.К. Силовая электроника: учебное пособие / Н.К. Полуянович. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 204 с.
10. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
11. Галкин В.И. Промышленная электроника: Учеб. пособие / В.И. Галкин. – Мн.: Выш. шк., 1989. – 336 с.
12. Гуржій А.М. Імпульсна та цифрова техніка: Підручник / А.М Гуржій, В.В. Самсонов, Н.І Поваротнюк. – Х: Компанія «Сміт», 2005. – 424 с.
13. Електроніка та мікросхемотехніка: посібник для виконання лабораторних і практичних занять / С.О. Квітка, Ю.М. Федюшко, Н.Г. Косуліна, С.О. Мороз. – Х.: ФОП Мезіна В.В., 2017. – 244 с.
14. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник для виконання лабораторних робіт / С.О. Квітка, С.Ф. Курашкін, О.В. Соломаха. – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2018. – 177 с.

**ДОДАТОК А**  
**ТЕСТИ ДЛЯ САМОАНАЛІЗУ**

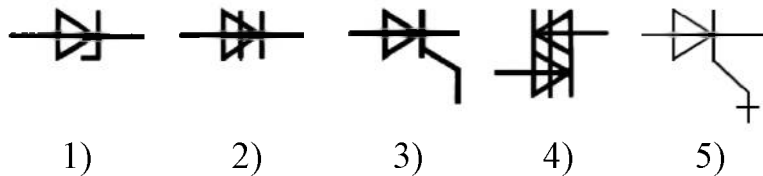
1. Яке призначення напівпровідникового випрямного діода?

- 1) для підсилювання електромагнітних коливань;
- 2) для перетворювання змінного струму в постійний;
- 3) для перетворювання постійного струму в змінний;
- 4) для стабілізації напруги.

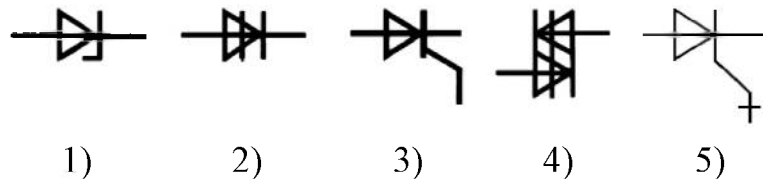
2. Виберіть правильне умовне позначення двоопераційного тиристора:



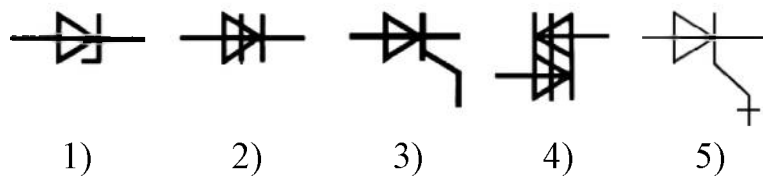
3. Виберіть правильне умовне позначення триністора:



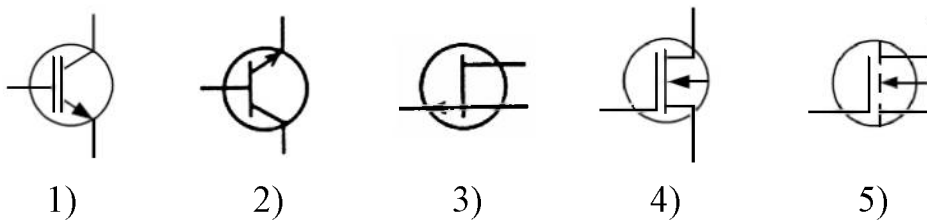
4. Виберіть правильне умовне позначення диністора:



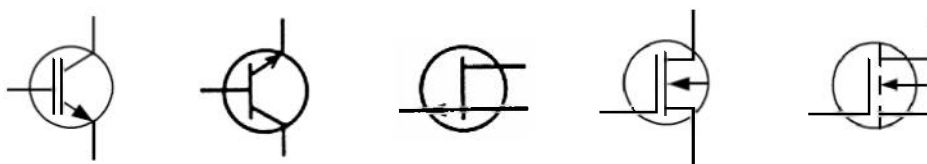
5. Виберіть правильне умовне позначення симістора:



6. Виберіть правильне умовне позначення біполярного транзистора з ізолюваним затвором:

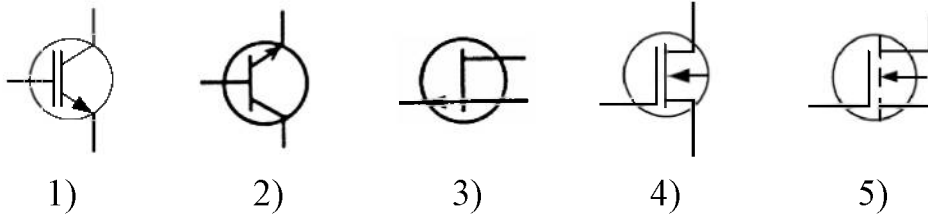


7. Виберіть правильне умовне позначення польового транзистора з ізолюваним затвором та вбудованим каналом:

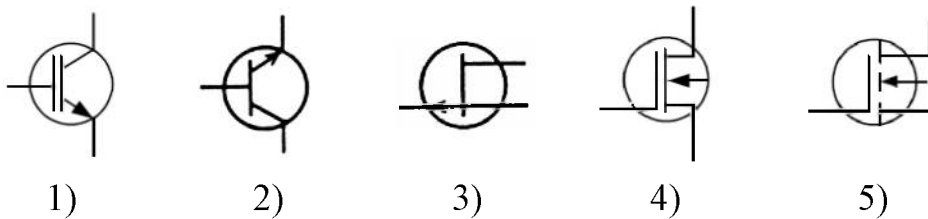


- 1)                      2)                      3)                      4)                      5)

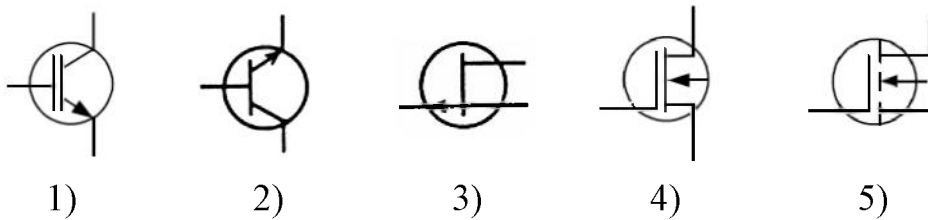
8. Виберіть правильне умовне позначення польового транзистора з ізолюваним затвором та індукованим каналом:



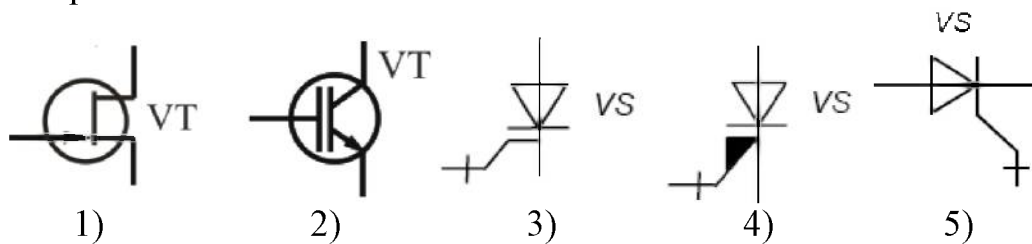
9. Виберіть правильне умовне позначення біполярного транзистора:



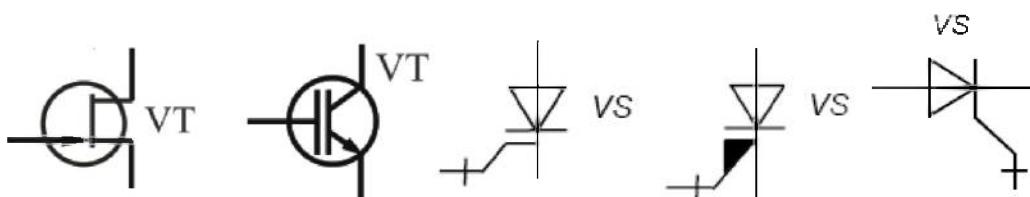
10. Виберіть правильне умовне позначення польового транзистора з керуючим *p-n*- переходом:



11. Виберіть правильне умовне позначення біполярного транзистора з ізолюваним затвором:

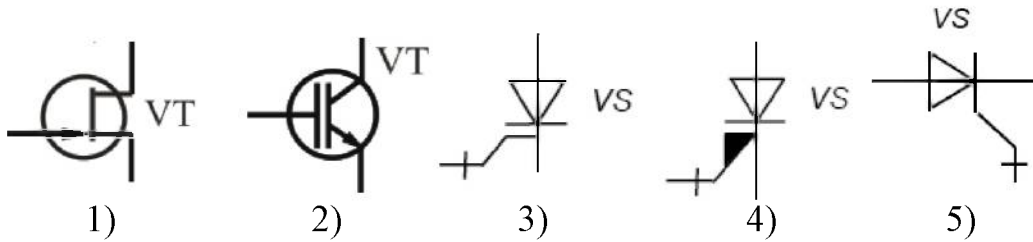


12. Виберіть правильне умовне позначення SIT- транзистора із статичною індукцією:

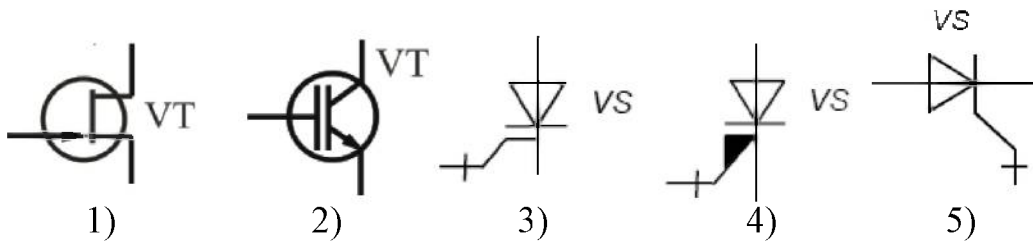


- 1)                      2)                      3)                      4)                      5)

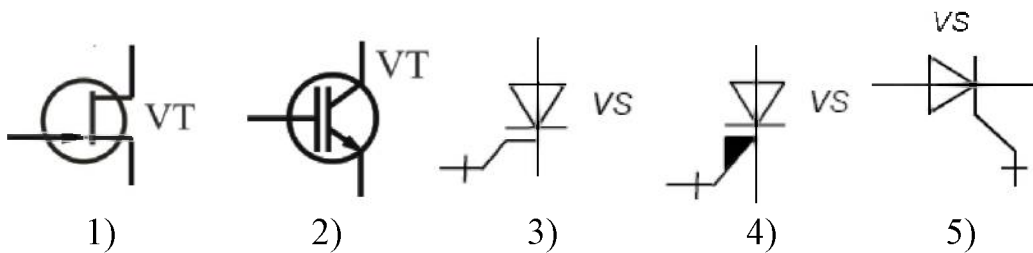
13. Виберіть правильне умовне позначення двоопераційного тиристора:



14. Виберіть правильне умовне позначення електростатичного тиристора:



15. Виберіть правильне умовне позначення запираемого тиристора з МОН-керуванням:



16. Для біполярного транзистора визначте величину струму в колі бази  $I_B$ , якщо відомо, що струм колектора транзистора  $I_K = 5 \text{ мА}$ , а коефіцієнт підсилення транзистора за струмом  $\beta = 100$ .

- 1) 0,05 мА;            2) 0,5 мА;            3) 5 мА;            4) 500 мА.

17. Для біполярного транзистора визначте величину струму в колі колектора  $I_K$ , якщо відомо, що струм бази транзистора  $I_B = 0,2 \text{ мА}$ , а коефіцієнт підсилення транзистора за струмом  $\beta = 100$ .

- 1) 20 мА;            2) 2 мА;            3) 0,2 мА;            4) 0,002 мА.

18. Як забезпечити активний режим роботи біполярного транзистора?

- 1) необхідно на емітерний перехід транзистора подати зворотну напругу, а на колекторний – пряму;
- 2) необхідно на емітерний та колекторний переходи транзистора подати пряму напругу;
- 3) необхідно на емітерний перехід транзистора подати пряму напругу, а на колекторний – зворотну;

4) необхідно на емітерний та колекторний переходи транзистора подати зворотну напругу.

19. Як забезпечити режим відсікання біполярного транзистора?

1) необхідно на емітерний перехід транзистора подати зворотну напругу, а на колекторний – пряму;

2) необхідно на емітерний та колекторний переходи транзистора подати пряму напругу;

3) необхідно на емітерний перехід транзистора подати пряму напругу, а на колекторний – зворотну;

4) необхідно на емітерний та колекторний переходи транзистора подати зворотну напругу.

20. Як забезпечити режим насичення біполярного транзистора?

1) необхідно на емітерний перехід транзистора подати зворотну напругу, а на колекторний – пряму;

2) необхідно на емітерний та колекторний переходи транзистора подати пряму напругу;

3) необхідно на емітерний перехід транзистора подати пряму напругу, а на колекторний – зворотну;

4) необхідно на емітерний та колекторний переходи транзистора подати зворотну напругу.

21. Вибрати варіант відповіді. Які з режимів відповідають роботі біполярного транзистора у ключовому режимі?

1) активний, насичення;

2) активний, відсікання;

3) відсікання, насичення;

4) активний, відсікання, насичення.

22. Яким чином відбувається вмикання двоопераційного тиристора?

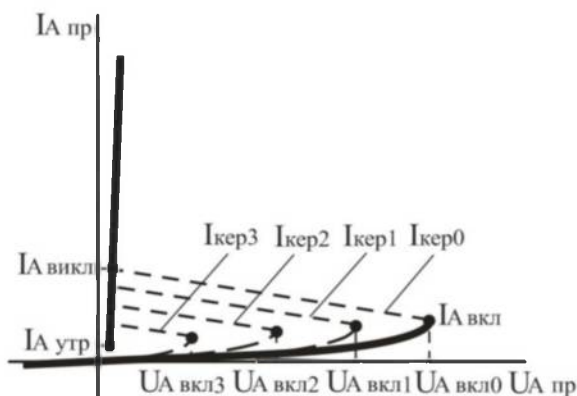
1) подачею на керуючий електрод напруги позитивної полярності;

2) подачею на керуючий електрод напруги негативної полярності;

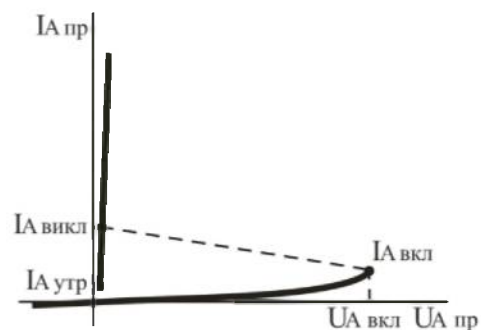
3) подачею на керуючий електрод напруги позитивної або негативної полярності;

4) зняттям напруги з керуючого електроду.

23. Вкажіть вольт-амперну характеристику симістора:



5



1)

2)

3)

24. Яким чином відбувається вимикання двоопераційного тиристора?

- 1) подачею на керуючий електрод напруги позитивної полярності;
- 2) подачею на керуючий електрод напруги негативної полярності;
- 3) подачею на керуючий електрод напруги позитивної або негативної полярності.
- 4) зняттям напруги з керуючого електроду.

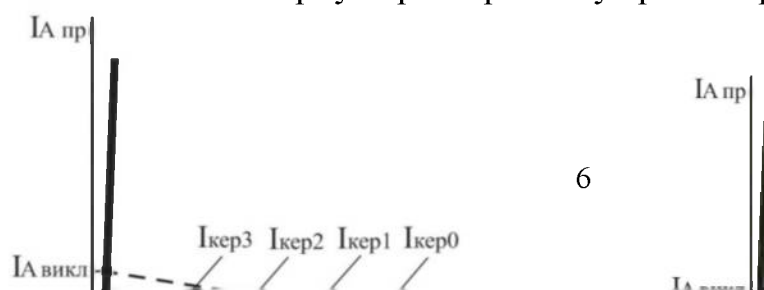
25. Яким чином відбувається вмикання електростатичного тиристора?

- 1) подачею на затвор імпульсу напруги позитивної полярності;
- 2) подачею на затвор імпульсу напруги негативної полярності;
- 3) подачею на затвор імпульсу напруги позитивної або негативної полярності.
- 4) зняттям напруги з керуючого електроду.

26. Яким чином відбувається вимикання запираемого тиристора з МОН- керуванням?

- 1) подачею на затвор імпульсу напруги позитивної полярності;
- 2) подачею на затвор імпульсу напруги негативної полярності;
- 3) подачею на затвор імпульсу напруги позитивної або негативної полярності.
- 4) зняттям напруги з керуючого електроду.

27. Вкажіть вольт-амперну характеристику триністора:





28. Вихідна характеристика біполярного транзистора з ізольованим затвором це залежність \_\_\_\_\_ .

- 1)  $I_C = f(U_{ЗВ})$  при  $U_{СВ} = \text{const}$ ;
- 2)  $I_K = f(U_{КЕ})$  при  $U_{ЗЕ} = \text{const}$ ;
- 3)  $I_C = f(U_{ЗЕ})$  при  $U_{КЕ} = \text{const}$ ;
- 4)  $I_C = f(U_{СВ})$  при  $U_{ЗВ} = \text{const}$ .

29. Стік-затворна характеристика SIT- транзистора із статичною індукцією це залежність \_\_\_\_\_ .

- 1)  $I_C = f(U_{ЗВ})$  при  $U_{СВ} = \text{const}$ ;
- 2)  $I_K = f(U_{КЕ})$  при  $U_{ЗЕ} = \text{const}$ ;
- 3)  $I_C = f(U_{ЗЕ})$  при  $U_{КЕ} = \text{const}$ ;
- 4)  $I_C = f(U_{СВ})$  при  $U_{ЗВ} = \text{const}$ .

30. Стокова характеристика SIT- транзистора із статичною індукцією це залежність \_\_\_\_\_ .

- 1)  $I_C = f(U_{ЗВ})$  при  $U_{СВ} = \text{const}$ ;

- 2)  $I_K = f(U_{KE})$  при  $U_{3E} = \text{const}$ ;
- 3)  $I_C = f(U_{3E})$  при  $U_{KE} = \text{const}$ ;
- 4)  $I_C = f(U_{CB})$  при  $U_{3B} = \text{const}$ .

31. Яке призначення випрямлячів?

- 1) для перетворювання напруги змінного струму в напругу постійного струму;
- 2) для перетворювання постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини;
- 3) для перетворювання напруги постійного струму в напругу змінного струму;
- 4) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах.

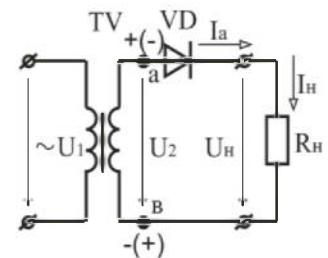
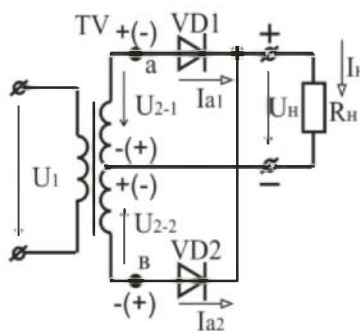
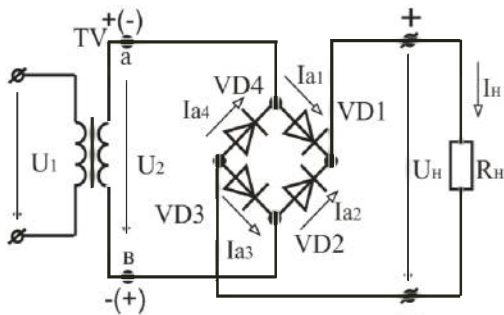
32. Для чого застосовують некеровані випрямлячі?

- 1) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах;
- 2) для регулювання величини випрямленої напруги або струму;
- 3) для отримання випрямленої напруги або струму незмінної величини;
- 4) для перетворювання постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини.

33. Для чого застосовують керовані випрямлячі?

- 1) для отримання на виході напруги, в будь-яке число разів більше напруги на його вході;
- 2) для регулювання величини випрямленої напруги або струму;
- 3) для зменшення пульсацій випрямленої напруги;
- 4) для перетворювання постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини.

34. Вкажіть схему однофазного однонапівперіодного випрямляча.



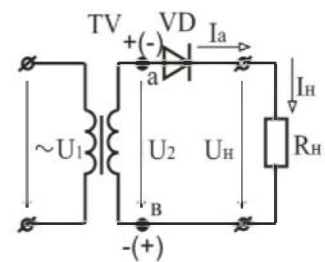
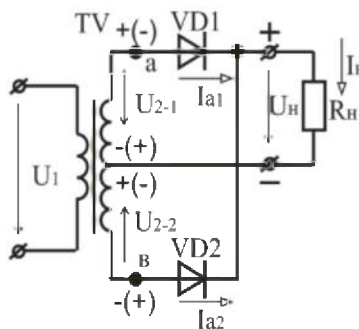
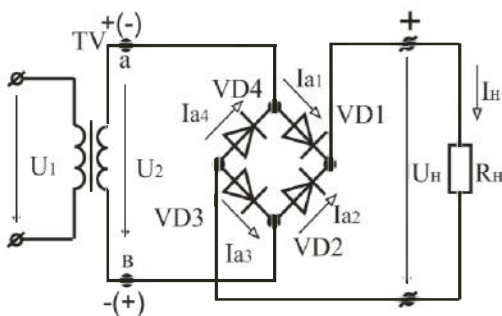
35. Вкаж водом.

1)

2)

3)

ВИ-

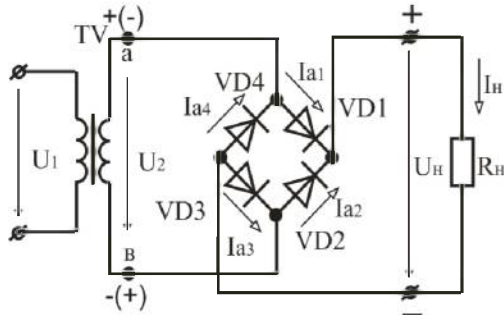


1)

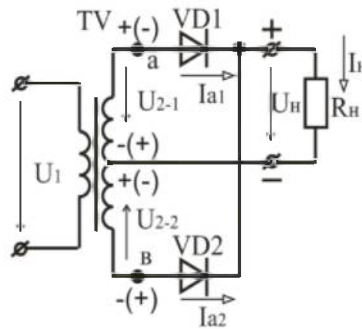
2)

3)

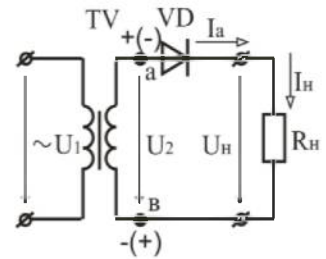
36. Вкажіть схему однофазного двонапівперіодного мостового випрямляча.



1)



2)



3)

37. За яким виразом визначається середнє значення випрямленої напруги для однофазного однонапівперіодного випрямляча?

- 1)  $U_{HCEP} \approx 0,45U_2$ ;
- 2)  $U_{HCEP} \approx 0,9U_2$ ;
- 3)  $U_{HCEP} = 1,17U_{2\phi}$ ;
- 4)  $U_{HCEP} = 2,34U_{2\phi}$ .

38. За яким виразом визначається середнє значення випрямленої напруги для однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом?

- 1)  $U_{HCEP} \approx 0,45U_2$ ;
- 2)  $U_{HCEP} \approx 0,9U_2$ ;
- 3)  $U_{HCEP} = 1,17U_{2\phi}$ ;
- 4)  $U_{HCEP} = 2,34U_{2\phi}$ .

39. За яким виразом визначається середнє значення випрямленої напруги для однофазного двонапівперіодного мостового випрямляча?

- 1)  $U_{HCEP} \approx 0,45U_2$ ;
- 2)  $U_{HCEP} \approx 0,9U_2$ ;
- 3)  $U_{HCEP} = 1,17U_{2\phi}$ ;
- 4)  $U_{HCEP} = 2,34U_{2\phi}$ .

40. Чому дорівнює коефіцієнт пульсації для однофазного однонапівперіодного випрямляча?

- 1)  $K_{II} = 0,67$ ;

- 2)  $K_{II} = 1,57$  ;
- 3)  $K_{II} = 0,057$  ;
- 4)  $K_{II} = 0,25$  .

41. Чому дорівнює коефіцієнт пульсації для однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом?

- 1)  $K_{II} = 0,67$  ;
- 2)  $K_{II} = 1,57$  ;
- 3)  $K_{II} = 0,057$  ;
- 4)  $K_{II} = 0,25$  .

42. Чому дорівнює коефіцієнт пульсації для однофазного двонапівперіодного мостового випрямляча?

- 1)  $K_{II} = 0,67$  ;
- 2)  $K_{II} = 1,57$  ;
- 3)  $K_{II} = 0,057$  ;
- 4)  $K_{II} = 0,25$  .

43. Яке призначення згладжувальних фільтрів?

- 1) для отримання випрямленої напруги незмінної величини;
- 2) для зменшення пульсацій випрямленої напруги;
- 3) для отримання на виході напруги, в будь-яке число разів більше напруги на його вході;
- 4) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах

44. Визначте амплітуду основної змінної складової напруги випрямляча, якщо напруга на навантаженні  $U_H = 36$  В, коефіцієнт пульсацій випрямляча  $K_{II} = 0,67$ .

- 1) 54 В;
- 2) 36 В;
- 3) 24 В;
- 4) 12 В.

45. Визначте струм діода однофазного двохнапівперіодного випрямляча з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора, якщо напруга і потужність навантаження  $U_H = 100$  В;  $P_H = 1000$  Вт.

- 1) 10 А;
- 2) 5 А;
- 3) 2,5 А;
- 4) 1 А.

46. Визначте напругу на вході однофазного мостового випрямляча, який працює на навантаження з параметрами  $P_H = 40$  Вт;  $I_H = 2$  А.

- 1) 44 В;
- 2) 22 В;
- 3) 20 В;
- 4) 18 В.

47. Для схеми однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом визначте максимальну зворотну напругу  $U_{ЗВ. MAX}$ , яка прикладена до кожного з діодів, якщо напруга на вторинній обмотці трансформатора  $U_2 = 10$  В.

- 1) 10 В;
- 2) 14 В;
- 3) 28 В;
- 4) 36 В.

48. Визначте зворотну максимальну напругу, що прикладається до діода в схемі однофазного мостового випрямляча, якщо напруга на навантаженні  $U_H = 18$  В.

- 1) 18 В;
- 2) 20 В;
- 3) 28 В;
- 4) 36 В.

49. Яке призначення випрямлячів з множенням напруги?

- 1) для отримання на виході напруги, в будь-яке число разів більше напруги на його вході;
- 2) для регулювання величини випрямленої напруги;
- 3) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах величини навантаження у зазначених межах;
- 4) для перетворювання постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини.

50. Яке призначення стабілізаторів напруги?

- 1) для перетворювання напруги постійного струму в напругу змінного струму;
- 2) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах;
- 3) для перетворювання постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини;
- 4) для перетворювання напруги постійного струму в напругу змінного струму.

51. На якому принципі ґрунтується параметричний метод стабілізації?

- 1) на порівнянні у вимірjuвальному елементі величини, що стабілізується, і вироблення сигналу розузгодження, який перетворюється, підсилюється і подається на регулюючий елемент;

- 2) на зміні параметрів нелінійного елемента стабілізатора в залежності від зміни дестабілізуючих чинників;
- 3) на порівнянні напруги на навантаженні з опорною напругою;
- 4) інший варіант відповіді.

52. На якому принципі ґрунтується компенсаційний метод стабілізації?

- 1) на порівнянні у вимірювальному елементі величини, що стабілізується, і вироблення сигналу розузгодження, який перетворюється, підсилюється і подається на регулюючий елемент;
- 2) на зміні параметрів нелінійного елемента стабілізатора в залежності від зміни дестабілізуючих чинників;
- 3) на порівнянні напруги на навантаженні з опорною напругою;
- 4) інший варіант відповіді.

53. За яким виразом визначається коефіцієнт стабілізації стабілізатора?

1)  $K_{CT} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H}$  ;

2)  $K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_{ВІХ} / U_{ВІХ}}$  ;

3)  $K_{CT} = \frac{U_H I_H}{U_{BX} I_{BX}}$  ;

4)  $K_{CT} = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta U_{ВІХ}}$  .

54. Чому дорівнює коефіцієнт стабілізації для параметричних стабілізаторів?

- 1)  $K_{CT} = 20 \div 50$ ;
- 2)  $K_{CT} \geq 50$ ;
- 3)  $K_{CT} \leq 20$ ;
- 4) інший варіант відповіді.

55. Чому дорівнює коефіцієнт стабілізації для компенсаційних стабілізаторів?

- 1)  $K_{CT} = 20 \div 50$ ;
- 2)  $K_{CT} \geq 50$ ;
- 3)  $K_{CT} \leq 20$ ;
- 4) інший варіант відповіді.

56. За яким виразом визначається коефіцієнт корисної дії стабілізатора напруги?

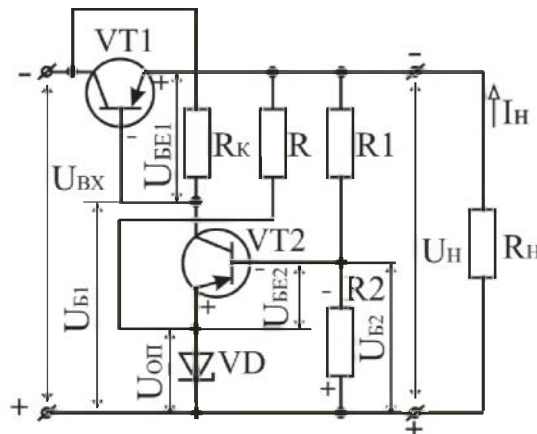
1)  $\eta = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H}$  ;

$$2) \eta = \frac{\Delta U_{BX} / U_{BX}}{\Delta U_{ВНХ} / U_{ВНХ}};$$

$$3) \eta = \frac{U_H I_H}{U_{BX} I_{BX}};$$

4) інший варіант відповіді.

57. Для чого використовують резистор R в схемі компенсаційного стабілізатора?



- 1) порівняння напруги на навантаженні з опорною напругою;
- 2) зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу на навантаженні;
- 3) виведення стабілітрона на робочу ділянку характеристики;
- 4) підсилення різниці порівнюваної напруги і подачі підсиленого сигналу на регулюючий елемент.

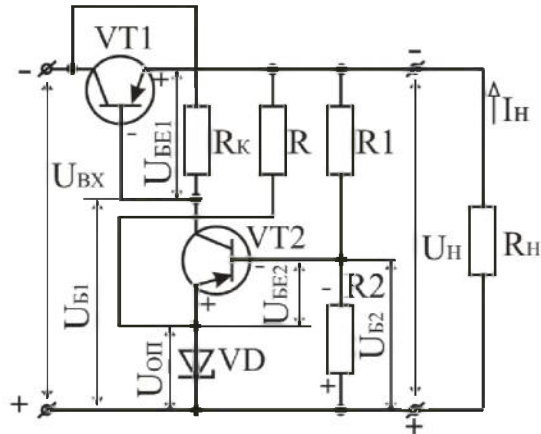
58. Яке призначення джерела опорної напруги (ДОН) в схемі компенсаційного стабілізатора?

- 1) підсилення різниці порівнюваної напруги і подачі підсиленого сигналу на регулюючий елемент;
- 2) порівняння напруги на навантаженні з опорною напругою;
- 3) порівняння величини, що стабілізується, і вироблення сигналу, який підсилюється і подається на регулюючий елемент;
- 4) виведення стабілітрона на робочу ділянку характеристики.

59. Яке призначення підсилювача постійного струму (ППС) в схемі компенсаційного стабілізатора?

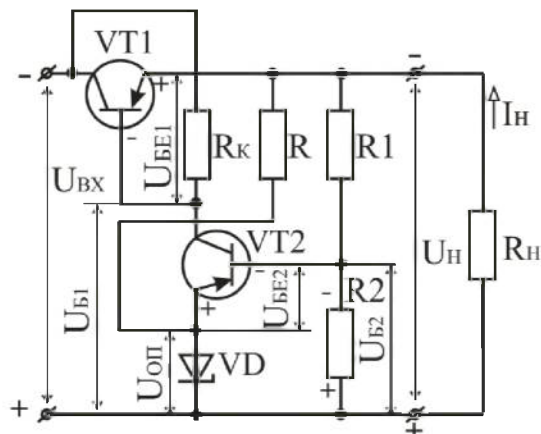
- 1) підсилення різниці порівнюваної напруги і подачі підсиленого сигналу на регулюючий елемент;
- 2) зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу на навантаженні;
- 3) порівняння напруги на навантаженні з опорною напругою;
- 4) виведення стабілітрона на робочу ділянку характеристики.

60. Який з елементів схеми є регулюючим елементом?



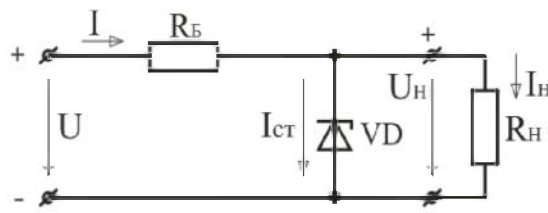
- 1) транзистор VT1;
- 2) транзистор VT2;
- 3) стабілітрон VD;
- 4) резистор  $R_k$ .

61. На якому з елементів схеми виконаний підсилювач постійного струму (ППС)?



- 1) транзистор VT1;
- 2) транзистор VT2;
- 3) стабілітрон VD;
- 4) резистор  $R_k$ .

62. Параметричний стабілізатор напруги підключений до джерела постійної напруги  $U = 40$  В. Визначте падіння напруги на баластному резисторі, якщо напруга стабілізації стабілітрона  $U_{CT} = 15$  В.

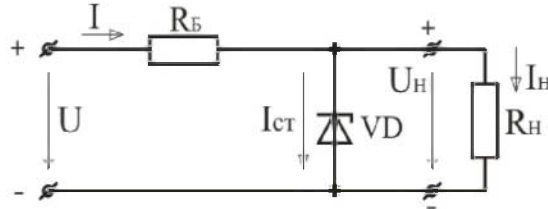


- 1) 5 В;
- 2) 15 В;



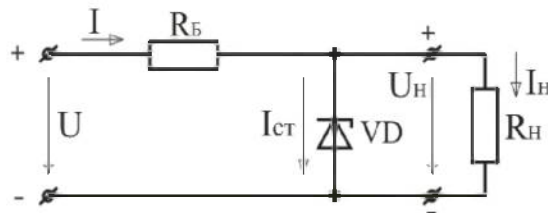
- 3) 25 В;
- 4) 30 В.

63. Параметричний стабілізатор напруги підключений до джерела постійної напруги  $U = 30$  В. Визначте падіння напруги на стабілітроні, якщо напруга стабілізації стабілітрона  $U_{CT} = 12$  В.



- 1) 12 В;
- 2) 18 В;
- 3) 30 В;
- 4) 36 В.

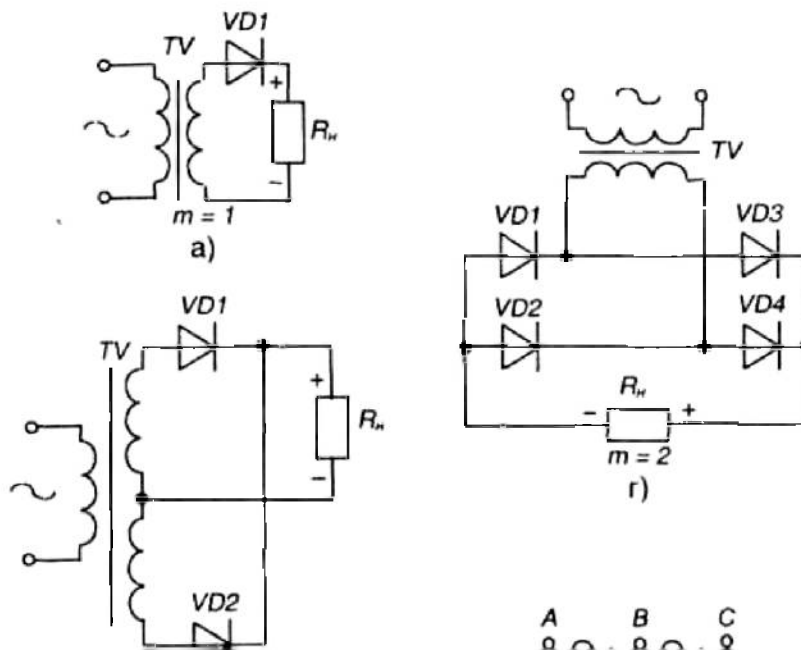
64. Параметричний стабілізатор напруги підключений до джерела постійної напруги  $U = 35$  В. Визначте падіння напруги на резисторі навантаження, якщо напруга стабілізації стабілітрона  $U_{CT} = 9$  В.



- 1) 9 В;
- 2) 15 В;
- 3) 26 В;
- 4) 35 В.

65. Вкажіть схему трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом (схема Міткевича).

- 1) а;
- 2) б;
- 3) в;
- 4) г;
- 5) д.



66. Вкажіть схему трифазного двонапівперіодного мостового випрямляча (схема Ларіонова).

- 1) а;
- 2) б;
- 3) в;
- 4) г;
- 5) д.

67. За яким виразом визначається середнє значення напруги на навантаженні для трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом (схема Міткевича)?

- 1)  $U_{HCEP} \approx 0,45U_2$ ;
- 2)  $U_{HCEP} \approx 0,9U_2$ ;
- 3)  $U_{HCEP} = 1,17U_{2\Phi}$ ;
- 4)  $U_{HCEP} = 2,34U_{2\Phi}$ .

68. За яким виразом визначається середнє значення напруги на навантаженні для трифазного двонапівперіодного мостового випрямляча (схема Ларіонова)?

- 1)  $U_{HCEP} \approx 0,45U_2$ ;
- 2)  $U_{HCEP} \approx 0,9U_2$ ;
- 3)  $U_{HCEP} = 1,17U_{2\phi}$ ;
- 4)  $U_{HCEP} = 2,34U_{2\phi}$ .

69. Чому дорівнює коефіцієнт пульсації випрямленої напруги для трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом (схема Міткевича)?

- 1)  $K_{II} = 0,057$ ;
- 2)  $K_{II} = 0,25$ ;
- 3)  $K_{II} = 0,67$ ;
- 4)  $K_{II} = 1,57$ .

70. Чому дорівнює коефіцієнт пульсації випрямленої напруги для трифазного двонапівперіодного мостового випрямляча (схема Ларіонова)?

- 1)  $K_{II} = 0,057$ ;
- 2)  $K_{II} = 0,25$ ;
- 3)  $K_{II} = 0,67$ ;
- 4)  $K_{II} = 1,57$ .

71. За яким виразом визначається максимальна зворотна напруга на діоді для трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом (схема Міткевича)?

- 1)  $U_{зв\max} = \sqrt{2}U_2$ ;
- 2)  $U_{зв\max} = 2\sqrt{2}U_2$ ;
- 3)  $U_{зв\max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 1,045U_{HCEP}$ ;
- 4)  $U_{зв\max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 2,09U_{HCEP}$ .

72. За яким виразом визначається максимальна зворотна напруга на діоді для трифазного двонапівперіодного мостового випрямляча?

- 1)  $U_{зв\max} = \sqrt{2}U_2$ ;
- 2)  $U_{зв\max} = 2\sqrt{2}U_2$ ;
- 3)  $U_{зв\max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 1,045U_{HCEP}$ ;
- 4)  $U_{зв\max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 2,09U_{HCEP}$ .

73. В чому полягає метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР)?

- 1) змінюють частоту (період) надходження і тривалість імпульсів;

- 2) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості;
- 3) змінюють тривалість-ширину імпульсів при сталому періоді їх надходження;
- 4) інший варіант відповіді.

74. В чому полягає метод частотно-імпульсного регулювання (ЧІР)?

- 1) змінюють частоту (період) надходження і тривалість імпульсів;
- 2) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості;
- 3) змінюють тривалість-ширину імпульсів при сталому періоді їх надходження;
- 4) інший варіант відповіді.

75. В чому полягає метод комбінованого регулювання?

- 1) змінюють частоту (період) надходження і тривалість імпульсів;
- 2) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості;
- 3) змінюють тривалість-ширину імпульсів при сталому періоді їх надходження;
- 4) інший варіант відповіді.

76. Як зміниться середнє значення напруги на навантаженні  $U_{H\text{СЕР}}$  при частотно-імпульсному регулюванні при збільшенні частоти надходження імпульсів?

- 1) збільшиться;
- 2) зменшиться;
- 3) не зміниться;
- 4) інший варіант відповіді.

77. Як зміниться середнє значення напруги на навантаженні  $U_{H\text{СЕР}}$  при широтно-імпульсному регулюванні при зменшенні тривалості імпульсів?

- 1) збільшиться;
- 2) зменшиться;
- 3) не зміниться;
- 4) інший варіант відповіді.

78. За яким виразом визначається середнє значення постійної напруги на навантаженні  $U_{H\text{СЕР}}$  для методу широтно-імпульсного регулювання?

1)  $U_{H\text{СЕР}} = U \frac{t_i}{T} = U\gamma$ ;

2)  $U_{H\text{СЕР}} = U \frac{t_i}{T} = Ut_i f$ ;

3)  $U_{H\text{СЕР}} = 0,45U$ ;

4)  $U_{H\text{СЕР}} = 0,9U$ .

79. Визначте струм діода трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом, якщо напруга та потужність навантаження  $U_H = 100$  В;  $P_H = 900$  Вт.

- 1) 3 А;
- 2) 6 А;
- 3) 9 А;
- 4) 1 А.

80. Визначте струм діода трифазного двонапівперіодного мостового випрямляча, якщо напруга і потужність навантаження  $U_H = 200$  В;  $P_H = 1200$  Вт.

- 1) 2 А;
- 2) 3 А;
- 3) 6 А;
- 4) 1 А.

81. Для схеми трифазного мостового випрямляча визначте середнє значення випрямленого струму  $I_{H\text{СЕР}}$  при заданих значеннях напруги на вторинній обмотці трансформатора  $U_{2\phi} = 150$  В і опору навантаження  $R_H = 1,0$  кОм.

- 1) 0,24 А;
- 2) 0,18 А;
- 3) 0,35 А;
- 4) 0,1 А.

82. Для схеми трифазного випрямляча з нульовим виводом визначте середнє значення випрямленого струму  $I_{H\text{СЕР}}$  при заданих значеннях напруги на вторинній обмотці трансформатора  $U_{2\phi} = 200$  В і опору навантаження  $R_H = 1,0$  кОм.

- 1) 0,18 А;
- 2) 0,23 А;
- 3) 0,46 А;
- 4) 0,1 А.

83. Яке призначення має система імпульсно-фазового керування (СІФК)?

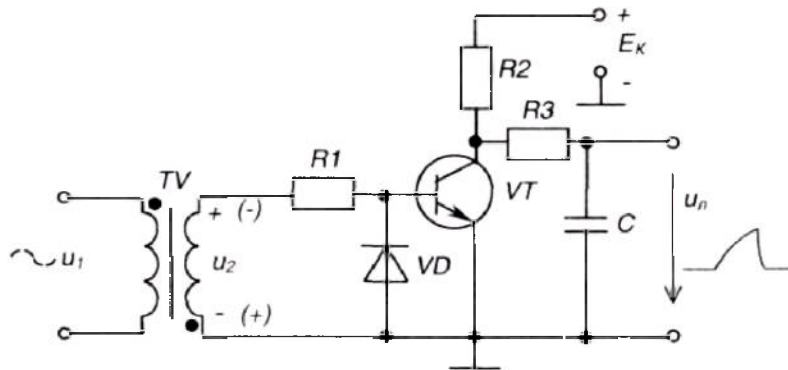
- 1) генерування періодичної послідовності імпульсів напруги прямокутної форми необхідної амплітуди і тривалості;
- 2) генерування імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів;
- 3) розподіл імпульсів керування по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів;
- 4) генерування імпульсів напруги пилкоподібної форми.

84. Яке призначення має генератор лінійно змінюваної напруги?

- 1) генерування синусоїдальних коливань;
- 2) генерування імпульсів напруги пилкоподібної форми;

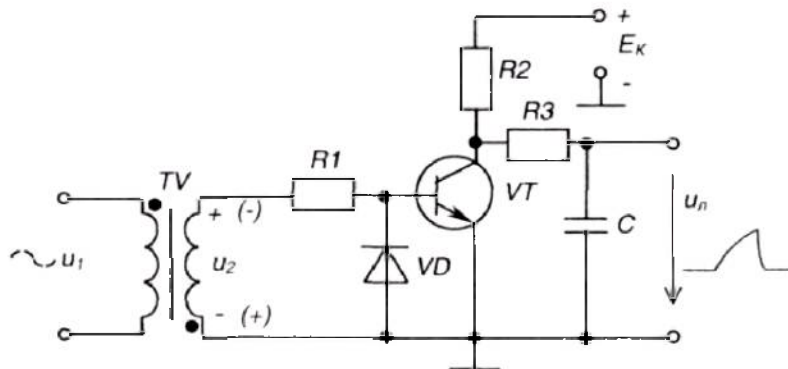
- 3) генерування імпульсів напруги прямокутної форми;
- 4) генерування імпульсів напруги трикутної форми;

85. Яке співвідношення між резисторами  $R_2$  і  $R_3$  повинно виконуватися в схемі транзисторного генератора лінійно змінюваної напруги?



- 1)  $R_2 \ll R_3$ ;
- 2)  $R_2 \gg R_3$ ;
- 3)  $R_2 = R_3$ ;
- 4) інший варіант відповіді.

86. При якій полярності напруги  $u_2$  транзистор VT буде знаходитися у відкритому стані?



- 1) при позитивній напівхвилі напруги  $u_2$ ;
- 2) при негативній напівхвилі напруги  $u_2$ ;
- 3) при позитивній і негативній напівхвилі напруги  $u_2$ ;
- 4) полярність напруги  $u_2$  не має значення.

87. Яке призначення регуляторів змінного струму?

- 1) пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім джерелом напруги;
- 2) пристрої, які призначені для зміни напруги, що підводиться до навантаження, при живленні її на змінному струмі;
- 3) пристрої, які забезпечують перетворення змінного струму (напруги) однієї частоти у змінний струм (напругу) іншої частоти;

4) пристрої, які призначені для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах.

88. Для електронного ключа типу «контактора»:

- 1) після вмикання напруга на навантаженні дорівнює напрузі мережі живлення;
- 2) подача напруги на навантаження здійснюється поступово від нуля до значення напруги мережі живлення, що реалізується зменшенням кута керування від найбільшої величини до найменшої з наперед встановленою швидкістю;
- 3) може здійснюватися регулювання напруги на навантаженні, що реалізується регулюванням кута керування за необхідним законом;
- 4) після вмикання напруга на навантаженні дорівнює нулю.

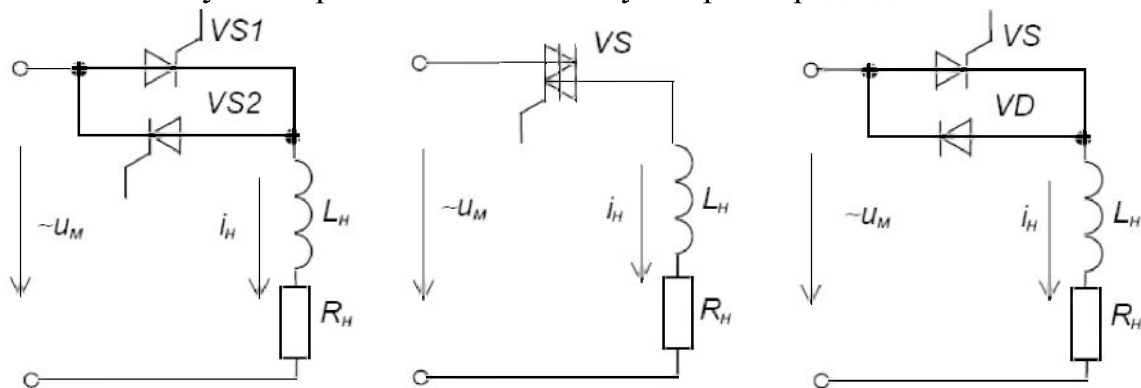
89. Для регульованого електронного ключа:

- 1) після вмикання напруга на навантаженні дорівнює напрузі мережі живлення;
- 2) подача напруги на навантаження здійснюється поступово від нуля до значення напруги мережі живлення, що реалізується зменшенням кута керування від найбільшої величини до найменшої з наперед встановленою швидкістю;
- 3) може здійснюватися регулювання напруги на навантаженні, що реалізується регулюванням кута керування за необхідним законом;
- 4) після вмикання напруга на навантаженні дорівнює нулю.

90. Для керованого електронного ключа:

- 1) після вмикання напруга на навантаженні дорівнює напрузі мережі живлення;
- 2) подача напруги на навантаження здійснюється поступово від нуля до значення напруги мережі живлення, що реалізується зменшенням кута керування від найбільшої величини до найменшої з наперед встановленою швидкістю;
- 3) може здійснюватися регулювання напруги на навантаженні, що реалізується регулюванням кута керування за необхідним законом;
- 4) після вмикання напруга на навантаженні дорівнює нулю.

91. Вкажіть схему електронного ключа типу «тиристор-діод».

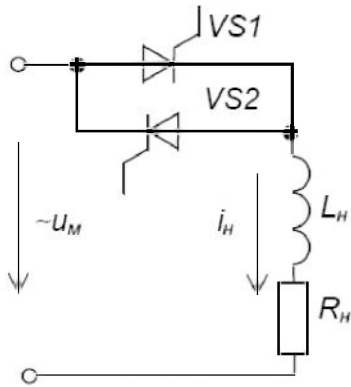


1)

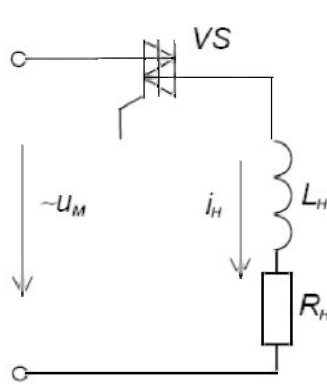
2)

3)

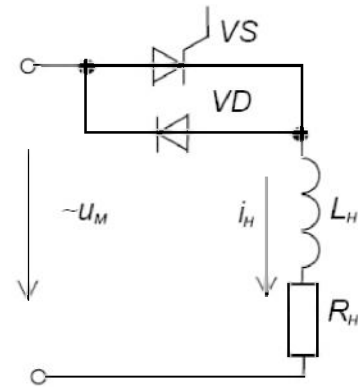
92. Вкажіть схему електронного ключа типу «тиристор-тиристор».



1)

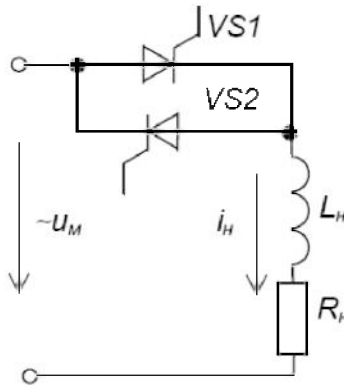


2)



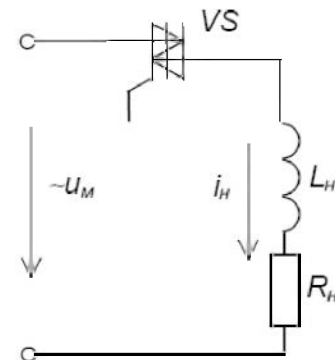
3)

93. В яких межах можна регулювати напругу на навантаженні з параметрами ( $R_H$ ,  $L_H$ ) змінюючи кут керування тиристором від  $0$  до  $\pi$ , якщо  $U_M = 220$  В?



- 1)  $0 \dots 110$  В;
- 2)  $0 \dots 220$  В;
- 3)  $110 \dots 220$  В;
- 4)  $220 \dots 380$  В.

94. В яких межах можна регулювати напругу на навантаженні з параметрами ( $R_H$ ,  $L_H$ ) змінюючи кут керування симістором від  $0$  до  $\pi$ , якщо  $U_M = 220$  В?

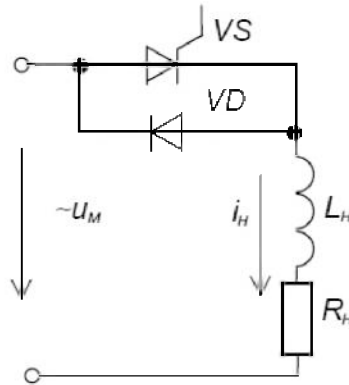


- 1)  $0 \dots 110$  В;
- 2)  $0 \dots 220$  В;
- 3)  $110 \dots 220$  В;



4) 220...380 В.

95. В яких межах можна регулювати напругу на навантаженні з параметрами ( $R_H, L_H$ ) змінюючи кут керування тиристором від 0 до  $\pi$ , якщо  $U_M = 220$  В?



- 1) 0...110 В;
- 2) 0...220 В;
- 3) 110...220 В;
- 4) 220...380 В.

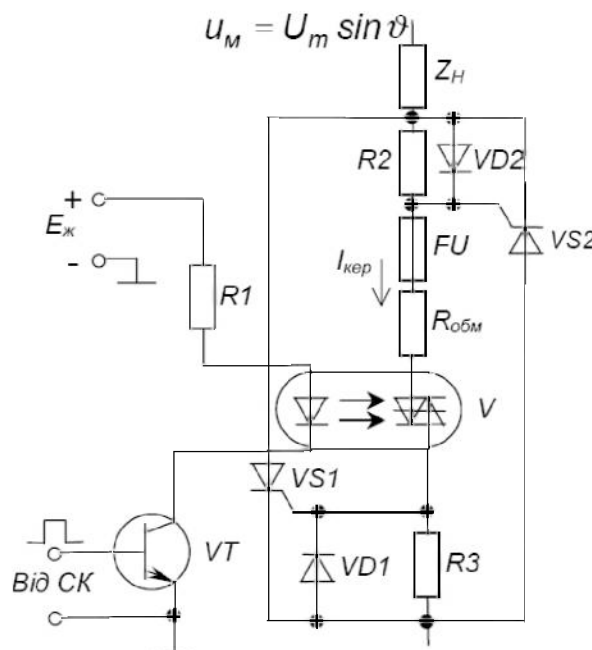
96. Яке призначення схем запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги?

- 1) для підсилення інформаційного сигналу систем керування регуляторів;
- 2) для підсилення та перетворення інформаційного сигналу систем керування регуляторів у сигнал із параметрами, необхідними для гарантованого вмикання чи вимикання керованого напівпровідникового приладу;
- 3) тільки для вмикання чи вимикання керованого напівпровідникового приладу;
- 4) для захисту кіл керування тиристорів від недопустимої зворотної напруги.

97. У якості схем запуску електронних ключів (тиристорів) використовуються:

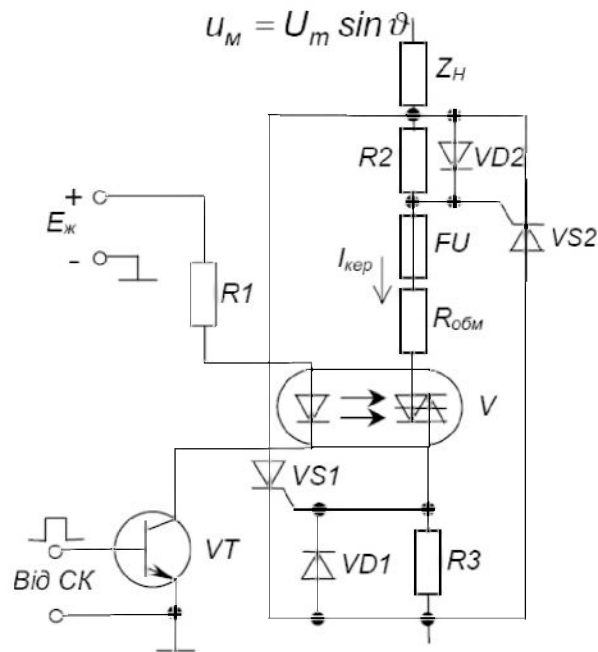
- 1) генератор синусоїдальних коливань;
- 2) одновібратор;
- 3) підсилювач-формував імпульсів;
- 4) генератор пилоподібної напруги.

98. Які з елементів схеми запуску тиристорів виконують роль імпульсного підсилювача сигналу?



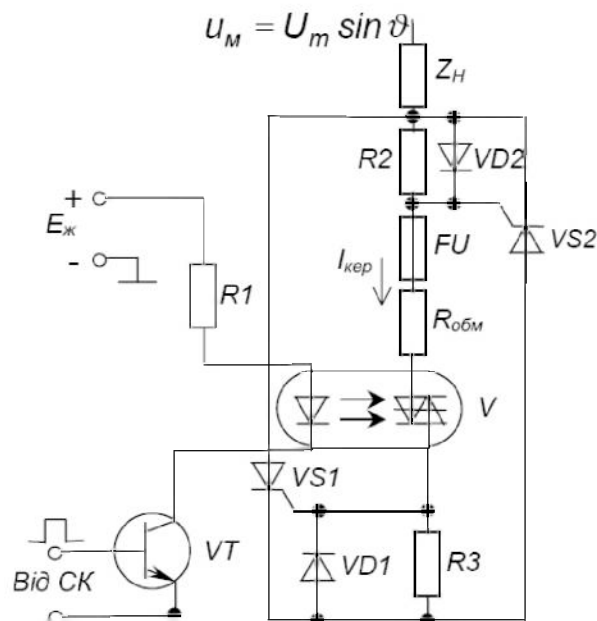
- 1) транзистор VT;
- 2) симісторний оптрон V;
- 3) діод VD, резистор R2;
- 4) тиристор VS1, діод VD1, резистор R3.

99. Яке призначення діодів VD1, VD2 в схемі запуску тиристорів?



- 1) для захисту кіл керування тиристорів від недопустимої зворотної напруги;
- 2) для виключення потенціального зв'язку між силовими колами і колами керування;
- 3) виконують роль імпульсного підсилювача сигналу;
- 4) для підсилення інформаційного сигналу систем керування регуляторів.

100. Які з резисторів в схемі запуску тиристорів призначені для підвищення завадостійкості схеми?



- 1) резистор R1;
- 2) резистор R2;
- 3) резистор R3;
- 4) резистор R<sub>обм</sub>.

101. Яке призначення інверторів?

- 1) для перетворення напруги змінного струму в напругу постійного струму;
- 2) для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини;
- 3) для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму;
- 4) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах.

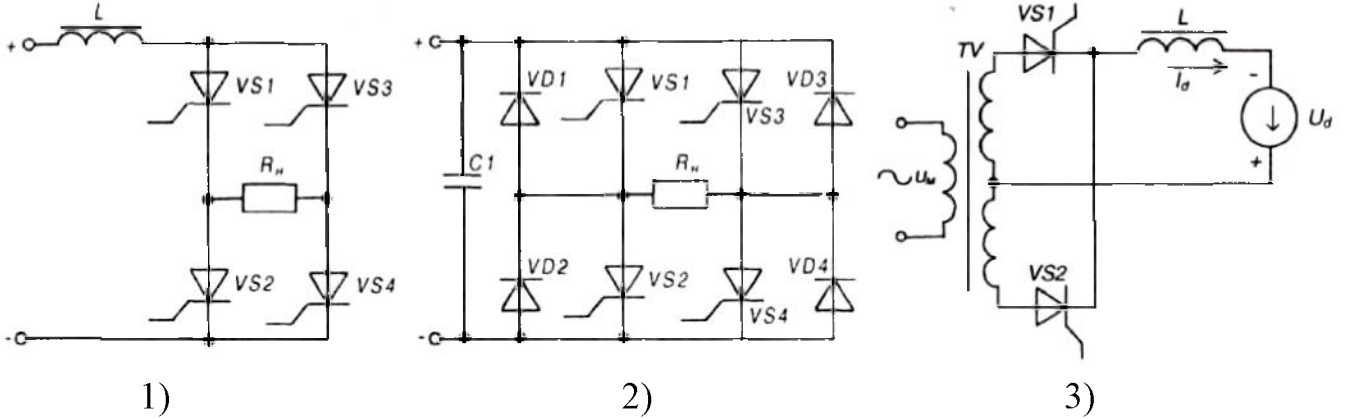
102. Яке призначення інверторів, ведених мережею?

- 1) пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти;
- 2) пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги;
- 3) для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини;
- 4) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах.

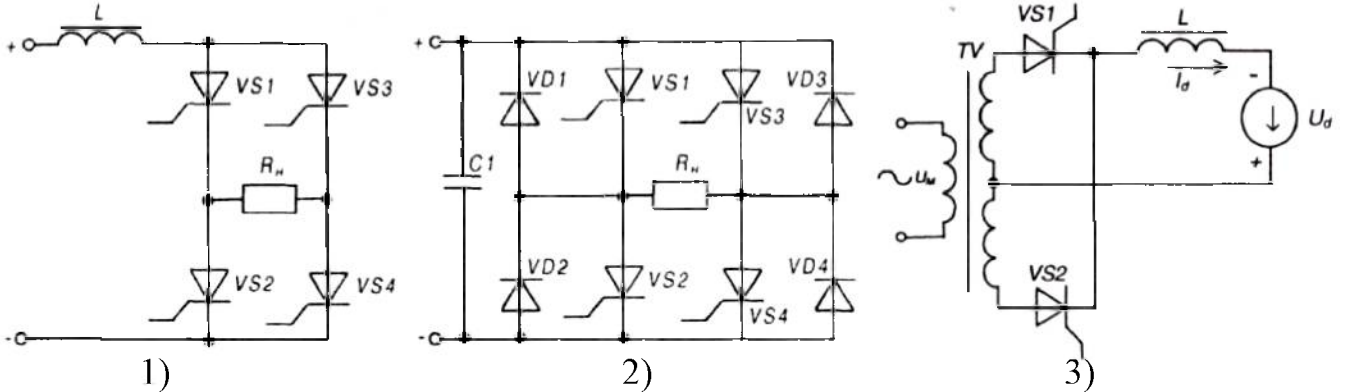
103. Яке призначення автономних інверторів?

- 1) пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти;
- 2) пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги;
- 3) для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини;
- 4) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах.

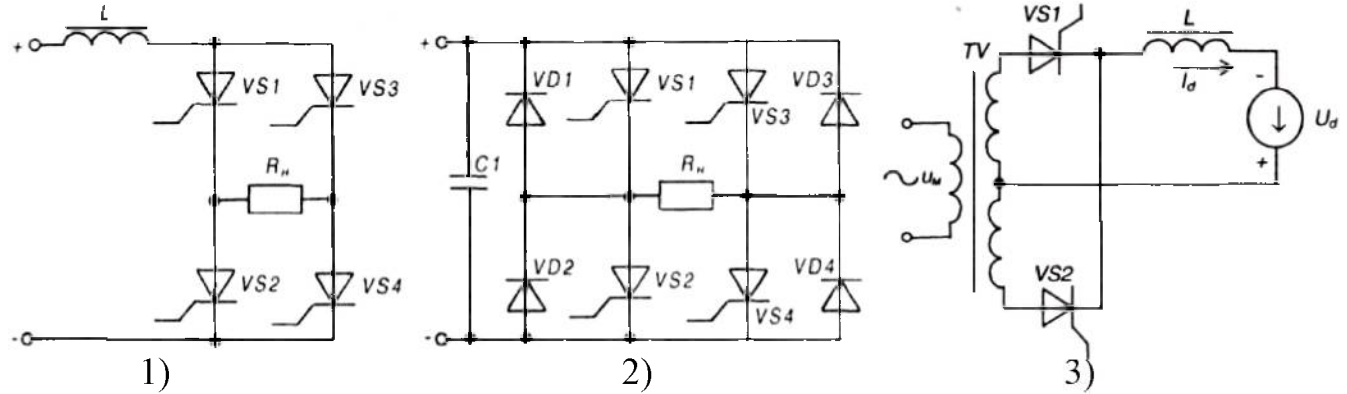
104. Вкажіть схему інвертора струму.



105. Вкажіть схему однофазного інвертора, веденого мережею.



106. Вкажіть схему інвертора напруги.



107. При якому куті керування тиристорами  $\alpha$  однофазний інвертор, ведений мережею, виконує функцію керованого випрямляча?

- 1)  $\pi/2 < \alpha < \pi$ ;
- 2)  $0 < \alpha < \pi/2$ ;
- 3)  $0 < \alpha < \pi$ ;
- 4)  $\alpha > 0$ .

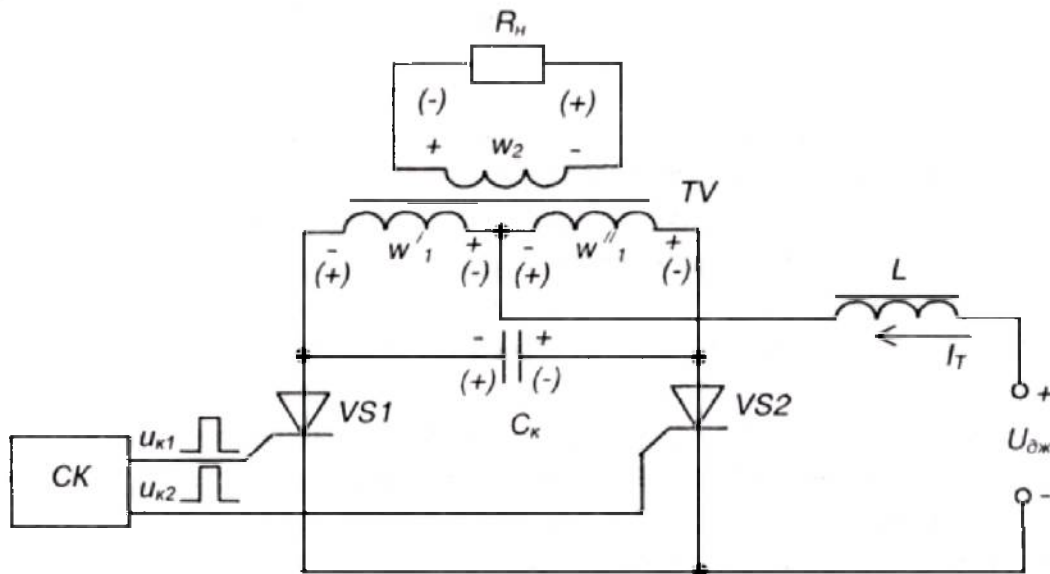
108. При якому куті керування тиристорами  $\alpha$  однофазний інвертор, ведений мережею, виконує функцію інвертора?

- 1)  $\pi/2 < \alpha < \pi$ ;

- 2)  $0 < \alpha < \pi/2$ ;
- 3)  $0 < \alpha < \pi$ ;
- 4)  $\alpha > 0$ .

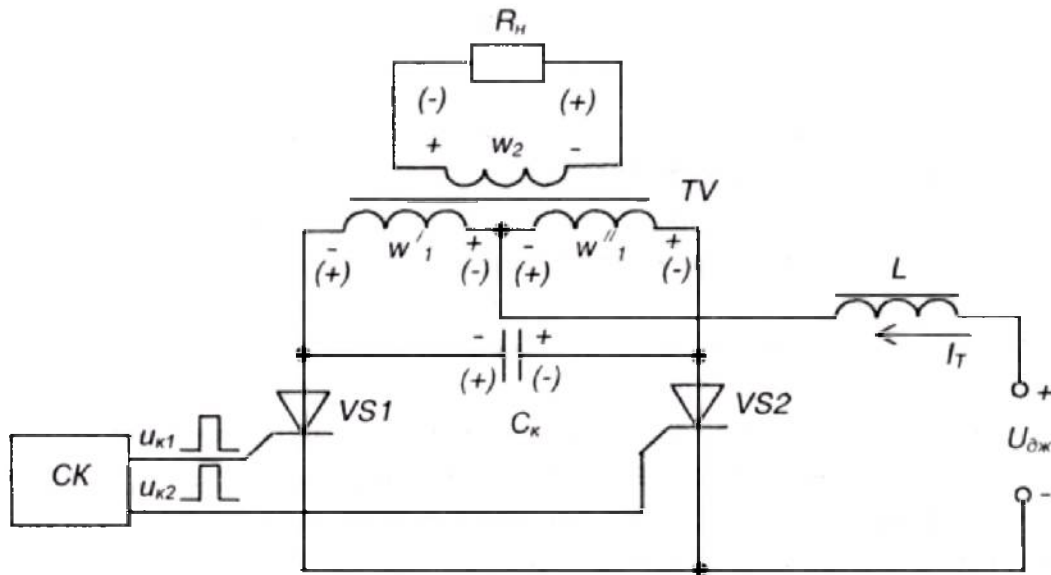
109. Яку функцію виконує дросель  $L$  у схемі однофазного інвертора струму?

- 1) для захисту кіл керування тиристорів від недопустимої зворотної напруги;
- 2) забезпечує незмінність величини струму у силовому колі;
- 3) забезпечує примусове вимикання тиристорів;
- 4) для виключення потенціального зв'язку між силовими колами і колами керування.



110. Яку функцію виконує конденсатор  $C_k$  у схемі однофазного інвертора струму?

- 1) для захисту кіл керування тиристорів від недопустимої зворотної напруги;
- 2) забезпечує незмінність величини струму у силовому колі;
- 3) забезпечує примусове вимикання тиристорів;
- 4) для виключення потенціального зв'язку між силовими колами і колами керування.



111. За якої умови відбувається комутація тиристорів в інверторах струму?

- 1) при сталому струмі;
- 2) при сталій напрузі;
- 3) при сталому струмі і сталій напрузі;
- 4) інший варіант відповіді.

112. За якої умови відбувається комутація тиристорів в інверторах напруги?

- 1) при сталому струмі;
- 2) при сталій напрузі;
- 3) при сталому струмі і сталій напрузі;
- 4) інший варіант відповіді.

113. Яке призначення конверторів?

- 1) пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти;
- 2) пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги;
- 3) для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини;
- 4) для підтримання напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах.

114. За яким виразом визначається середнє значення постійної напруги на навантаженні  $U_{HCEP}$  для методу широтно-імпульсного регулювання?

- 1)  $U_{HCEP} = U \frac{t_i}{T} = U \gamma$ ;

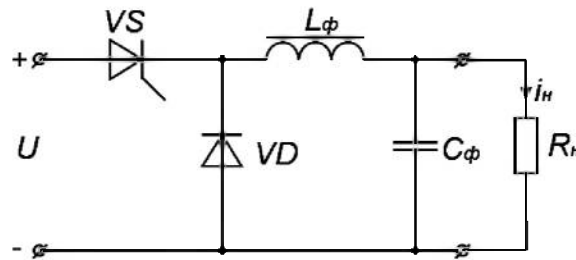
$$2) U_{HCEP} = U \frac{t_i}{T} = U t_i f ;$$

$$3) U_{HCEP} = 0,45U ;$$

$$4) U_{HCEP} = 0,9U .$$

115. Схема якого електронного пристрою представлена на рисунку?

- 1) керований випрямляч;
- 2) конвертор;
- 3) автономний інвертор;
- 4) інвертор, ведений мережею.



116. Визначте середнє значення напруги навантаження, якщо напруга джерела живлення конвертора  $U = 40$  В, а коефіцієнт заповнення імпульсів  $\delta = 0,4$ .

- 1) 16 В;
- 2) 36 В;
- 3) 40 В;
- 4) 100 В.

117. Імпульсний перетворювач характеризується коефіцієнтом заповнення імпульсів  $\delta = 0,6$ . Визначити напругу джерела живлення конвертора, якщо середнє значення напруги навантаження  $U_{HCEP} = 60$  В.

- 1) 10 В;
- 2) 30 В;
- 3) 60 В;
- 4) 100 В.

118. Визначте робочу частоту перетворювача  $f_{РОБ}$ , якщо період імпульсів  $T = 0,2$  мс.

- 1) 0,5 кГц;
- 2) 5 кГц;
- 3) 50 кГц;
- 4) 500 кГц.

119. Визначте період надходження імпульсів  $T$ , якщо робоча частота перетворювача  $f_{РОБ} = 20$  кГц.

- 1) 0,01 мс;
- 2) 0,05 мс;
- 3) 0,1 мс;
- 4) 0,5 мс.

120. Яке призначення перетворювачів частоти?

- 1) пристрої, що забезпечують перетворення змінного струму (напруги) однієї частоти у змінний струм (напругу) іншої частоти;
- 2) пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти;
- 3) пристрої, які забезпечують передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги;
- 4) для підтримування напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах параметрів навантаження у зазначених межах.